

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDRES DAL PUPO

**ESTUDO DE METODOLOGIAS DE PROJETO
PARA FILTROS DE SAÍDA DE INVERSORES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2015

ANDRES DAL PUPO

ESTUDO DE METODOLOGIAS DE PROJETO PARA FILTROS DE SAÍDA DE INVERSORES

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica - COELT - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Câmpus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso

PATO BRANCO

2015

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **ESTUDO DE METODOLOGIAS DE PROJETO PARA FILTROS DE SAÍDA DE INVERSORES** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° 75 de 2015.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Rafael Cardoso

Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

Prof. Dr. Jean Patric da Costa

DEDICATÓRIA

Aos meus queridos familiares, que são, sem dúvida, as pessoas mais importantes e inspiradoras.

Acreditar é mais fácil do que pensar. Daí existem muito mais crentes do que pensadores.

Bruce Calvert

AGRADECIMENTOS

Após o término deste trabalho, gostaria de expressar os mais sinceros agradecimentos a todos aqueles que transmitiram confiança, carinho, amizade e que serviram de exemplo, me dando força e inspiração para finalizar este trabalho.

Agradecer a Deus por tudo que passei, por momentos bons e ruins. Agradecer pelos momentos bons, pois por meio deles aprendi a valorizar as conquistas. Agradecer pelos momentos ruins, pois foi por meio deles que encontrei força de vontade e fé para continuar sem desanimar.

Ao meu orientador, professor Doutor Rafael Cardoso, pelos conhecimentos transmitidos, apoio e interesse demonstrado ao longo do trabalho.

À minha família, que sempre me apoiou, ajudou e que foi, sem dúvida, decisiva para a conclusão deste trabalho.

A meus pais, Alcides Dal Pupo e Terezinha Dal Pupo, pelo apoio incondicional e por estarem sempre de braços abertos aguardando meu retorno a cada término de semestre. Pelas orações que a muito são intencionadas a mim.

Ao colega e amigo, Cleidimar Nardi, pelo conhecimento compartilhado ao longo do trabalho.

Em geral, a todos os colegas e amigos que fiz ao longo de toda a caminhada do curso, pela ajuda demonstrada, amizade e partilha de excelentes momentos.

RESUMO

DAL PUPO, Andres. **Estudo de metodologias de projeto para filtros de saída de inversores.** 104 p. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2015.

Este trabalho apresenta um estudo de metodologias de projeto para filtros de saída para inversores. Inicialmente, as principais normas e recomendações técnicas que impactam no projeto dos filtros são sumarizadas. Com base nas informações das normas, aborda-se os projetos de filtros L, LC e LCL com aplicações em inversores monofásicos e trifásicos. Para cada tipo de filtro, os conceitos teóricos envolvidos no projeto são descritos e exemplificados. Para a verificação dos projetos, são utilizadas simulações com o *software* PSIM onde a redução do conteúdo harmônico causado pelo inversor está dentro dos limites estabelecidos pelas normas.

Palavras-chave: Filtros para inversores, projeto de filtros, inversores.

ABSTRACT

DAL PUPO, Andres. **Study of design methodologies for output filters of inverters.** 104 p. Monograph (Undergraduation in Electrical Engineering) - Federal University of Technology - Paraná. Pato Branco, 2015.

This work presents a study of design methodologies for output filters of inverters. Initially, the main technical standards and recommendations that impact on filter design are summarized. Based on the standard information, the design procedures of L, LC and LCL filters are presented. Single-phase and three-phase applications are covered. The design verification is made using simulations on PSIM software where it is verified if the harmonic content is within the limits established in the standards.

Keywords: Filters for inverters, filter design, inverters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Inversor monofásico em ponte completa conectado à rede com uso de filtro L.	37
Figura 2:	Primeira etapa de operação.	38
Figura 3:	Segunda etapa de operação.	38
Figura 4:	Quarta etapa de operação.	39
Figura 5:	Principais formas de onda para modulação PWM a três níveis. .	40
Figura 6:	Primeira etapa de operação.	43
Figura 7:	Segunda etapa de operação.	44
Figura 8:	Principais forma de onda para modulação PWM a dois níveis. .	45
Figura 9:	Inversor <i>full-bridge</i> monofásico com filtro L conectado à rede. .	48
Figura 10:	Tensão e corrente no indutor para modulação a três níveis quando a tensão da rede é máxima.	49
Figura 11:	Tensão e corrente no indutor para modulação a dois níveis quando a tensão da rede é nula.	51
Figura 12:	Inversor de tensão com filtro LC de saída.	53
Figura 13:	Inversor trifásico considerado nos cálculos do filtro LCL.	56
Figura 14:	Relação entre a atenuação do harmônico de corrente à frequência de comutação e r (relação das indutâncias L_1 e L_2).	59
Figura 15:	Configuração dos inversores utilizados: (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.	63
Figura 16:	Ondulação da corrente normalizada em função de M	64
Figura 17:	Configurações utilizadas para modulação a três níveis: (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.	69
Figura 18:	Configuração utilizada para modulação a dois níveis.	69

Figura 19:	Correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a três níveis.	70
Figura 20:	FFT da correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a três níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	70
Figura 21:	Correntes injetadas na rede para inversores trifásicos com modulação a três níveis.	71
Figura 22:	FFT da correntes injetadas na rede para inversores trifásicos com modulação a três níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	71
Figura 23:	Correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a dois níveis.	72
Figura 24:	FFT da correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a dois níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	72
Figura 25:	Configuração de inversores (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.	76
Figura 26:	Tensão de saída do inversor monofásico sem carga.	77
Figura 27:	Tensão de saída do inversor com carga acoplada.	77
Figura 28:	FFT das tensões de saída do inversor monofásico sem carga e com carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	77
Figura 29:	Tensões de saída do inversor trifásico sem carga acoplada. . .	78
Figura 30:	FFT das tensões de saída do inversor monofásico sem carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	78
Figura 31:	Tensões de saída do inversor com carga acoplada, sistema trifásico.	79
Figura 32:	FFT das tensões de saída do inversor monofásico com carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.	79

Figura 33:	Relação entre a atenuação do harmônico de corrente na frequência de comutação e r	81
Figura 34:	Configuração dos inversores (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.	84
Figura 35:	Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL monofásico.	85
Figura 36:	FFT das correntes nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL monofásico.	85
Figura 37:	Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Y.	86
Figura 38:	FFT da corrente nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Y.	86
Figura 39:	Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Δ	87
Figura 40:	FFT da corrente nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Δ	87

LISTA DE TABELAS

1	Limites de distorção harmônica total DHT_V e individual DIT_V em porcentagem da componente fundamental	27
2	Máxima distorção harmônica de corrente em porcentagem de I_{1max}	28
3	Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem da corrente (I) ^a	28
4	Distorção harmônica máxima de tensão em porcentagem da tensão nominal	29
5	Limite para as harmônicas de corrente em função da classe dos equipamentos	31
6	Níveis máximos para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)	32
7	Valores máximos das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)	32
8	Valores de referência das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)	33
9	Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)	34
10	Parâmetros dos inversores monofásico e trifásico	62
11	Valores calculados para o filtro L	68
12	Resultados de simulações para os inversores monofásico e trifásico com filtro L	73
13	Valores calculados para o filtro LC	76
14	Resultados de simulação para inversores monofásico e trifásico com filtro LC	80
15	Valores calculados para o filtro LCL	84

16	Resultados de simulação para inversores monofásico e trifásico com filtro LCL	88
----	---	----

SUMÁRIO

1	Introdução	15
1.1	Justificativa	15
1.2	Caracterização do Problema	16
1.3	Objetivos	17
1.3.1	Objetivo Geral	17
1.3.2	Objetivos Específicos	17
1.4	Organização do Trabalho	18
2	Aplicações de Filtros de Saída de Inversores	19
2.1	Filtro L	19
2.1.1	Conexão de Fontes de Energia Elétrica Renováveis com a Rede Elétrica	19
2.1.1.1	Geração Eólica	20
2.1.1.2	Geração Fotovoltaica	20
2.1.2	Compensadores Estáticos de Potência	21
2.1.2.1	Filtro Ativos de Potência Paralelo	21
2.1.2.2	STATCOM	21
2.2	Filtro LC	22
2.2.1	Compensação Estática Série	22
2.2.2	Fontes Ininterruptas de Energia (UPS)	23
2.2.3	Acionamento de Motores	23
2.3	Filtro LCL	24
2.3.1	Conexão de Fontes de Energia Elétrica Renováveis com a Rede Elétrica	24

2.3.1.1	Geração Eólica	24
2.3.1.2	Geração Fotovoltaica	25
2.4	Considerações Finais	25
3	Normas Relativas a Qualidade de Energia	26
3.1	IEEE Std. 519-1993	26
3.2	IEEE Std. 1547-2003	28
3.3	IEEE Std. 446-2014	29
3.4	IEC 61000-3-2	30
3.5	ANEEL PRODIST, MÓDULO 8	31
3.6	Normas Técnicas COPEL	32
3.7	Considerações Finais	34
4	Metodologias de Projetos	36
4.1	Filtro L	36
4.1.1	Primeira Metodologia	36
4.1.1.1	Modulação a Três Níveis	37
4.1.1.2	Modulação a Dois Níveis	43
4.1.2	Segunda Metodologia	47
4.1.2.1	Modulação a Três Níveis	48
4.1.2.2	Modulação a Dois Níveis	51
4.1.3	Projeto de filtros trifásicos L	52
4.2	Filtro LC	53
4.2.1	Projeto de filtros trifásicos LC	55
4.3	Filtro LCL	56
4.3.1	Projeto de filtros monofásicos LCL	59
4.4	Considerações Finais	60
5	Exemplos de Projetos	62
5.1	Filtro L	63

5.1.1	Primeira Metodologia	63
5.1.1.1	Sistema Monofásico com Modulação a Três Níveis . . .	63
5.1.1.2	Sistema Monofásico com Modulação a Dois Níveis . . .	65
5.1.1.3	Sistema Trifásico com Modulação a Três Níveis	65
5.1.2	Segunda Metodologia	66
5.1.2.1	Sistema Monofásico com Modulação a Três Níveis . . .	66
5.1.2.2	Sistema Monofásico com Modulação a Dois Níveis . . .	67
5.1.2.3	Sistema Trifásico com Modulação a Três Níveis	67
5.1.3	Simulações e Resultados	68
5.2	Filtro LC	73
5.2.1	Inversor Monofásico	73
5.2.2	Inversor Trifásico	74
5.2.3	Simulações e Resultados	76
5.3	Filtro LCL	80
5.3.1	Inversor Monofásico	80
5.3.2	Sistema Trifásico	82
5.3.3	Simulações e Resultados	84
5.4	Considerações Finais	88
6	Conclusões	91
6.1	Proposta para Trabalhos Futuros	92

1 INTRODUÇÃO

1.1 JUSTIFICATIVA

Com o avanço da eletrônica de potência e a crescente demanda por energia elétrica, o uso de conversores de potência vem sendo uma alternativa bastante difundida em aplicações de conexão à rede elétrica de pequenas unidades de geração. Seu uso também é amplo em sistemas de manutenção do fornecimento de energia elétrica para cargas críticas, tais como as fontes ininterruptas de energia (GUEDES *et al.*, 2006).

Nos casos em que os conversores atuam transformando níveis de tensão CC em CA, estes são denominados inversores. Os inversores utilizam técnicas de modulação de largura de pulso (PWM - do inglês *Pulse Width Modulation*) para modular uma tensão CC, através do uso de chaves semicondutoras, para sintetizar formas de onda senoidais. Essa modulação é realizada em alta frequência, quando comparada com a frequência do sinal senoidal de interesse. Sua vantagem é a redução de perdas no inversor. Porém, é gerado um conteúdo harmônico que, se não for adequadamente filtrado, degradará a qualidade de energia pois, dependendo da aplicação, será injetado diretamente na rede ou estará presente nas formas de onda de tensão que alimentarão uma carga crítica (AHMED, 2000), (IRWIN, 2002), (LUIZ, 2007).

A presença desses componentes harmônicos não é desejável uma vez que causam muitos problemas nos sistemas elétricos devido às perdas e interferências eletromagnéticas que surgem. Alguns problemas oriundos dos harmônicos são: redução da vida útil de máquinas girantes, aquecimento de transformadores, queima de banco de capacitores, ressonâncias, interferência nos dispositivos de proteção e erros nas medidas de potência (SILVA, 2007), (ARAÚJO, 2012).

A redução do conteúdo harmônico produzido pelos inversores é realizada através da utilização de filtros passivos conectados na saída dos inversores. Os filtros passivos são compostos por um conjunto de indutores e capacitores que são configurados para atuar como um filtro passa-baixa. Os três filtros passivos mais utilizados são: L, LC e LCL, isto é, filtro indutivo, filtro indutivo-capacitivo e filtro indutivo-capacitivo-indutivo, respectivamente. O emprego destas topologias está vinculado à

atenuação harmônica necessária, à aplicação do inversor, bem como à sua potência (LUIZ, 2007), (TEIXEIRA, 2009), (ARAÚJO, 2012).

O filtro L, sendo este de primeira ordem, é constituído por uma indutância conectada em série na saída do inversor. O valor dessa indutância é calculado para atenuar os níveis de ondulação da corrente de saída do inversor. Tipicamente, esse tipo de filtro é utilizado em conversores que tem saída em corrente.

Dependendo do espectro harmônico e da amplitude das componentes harmônicas, um filtro de primeira ordem pode não ser suficiente para garantir a atenuação necessária. Assim, filtros de ordem superior devem ser empregados. Tipicamente, para inversores com saída em tensão, o uso de um filtro LC fornece maior atenuação dos harmônicos da forma de onda de tensão a ser sintetizada. Caso se deseje saída em corrente e o ponto de conexão da saída do conversor tenha uma característica indutiva, o filtro LC poderá ser utilizado com maior atenuação do que o filtro L (PRODANOVIC; GREEN, 2003), (CARVALHEIRO; CASTRO, 2005). Entretanto, para inversores conectados à rede, esse não se mostra a melhor opção, basicamente por dois problemas: a frequência de ressonância é muito suscetível a impedância no ponto de conexão e a corrente de carga durante a conexão com a rede é elevada (CARVALHEIRO; CASTRO, 2005), (ARAÚJO, 2012).

O filtro de terceira ordem LCL apresenta como principal característica maior atenuação harmônica quando comparado com um filtro L de volume similar. Por apresentar saída indutiva, é empregado em inversores com saída em corrente (WANG *et al.*, 2003), (CARVALHEIRO; CASTRO, 2005), (MACHADO, 2008), (ARAÚJO, 2012).

Em aplicações de conversores de potência conectados à rede, como os empregados em filtros ativos de potência ou nos sistemas de geração distribuída, necessita-se de um inversores com característica de fonte de corrente. Assim, os filtros de saída L e LCL são preferíveis. O filtro L é tipicamente utilizado em aplicações com inversores de potência de poucas dezenas de kW. Para potências maiores, usualmente é utilizado o filtro LCL (ARAÚJO, 2012).

1.2 CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA

A literatura técnica, apesar de abrangente quanto a descrição de aplicações e projetos de inversores estáticos de potência, não provê, de forma sistematizada,

metodologias de projeto para os filtros de acoplamento necessários aos inversores. A especificação dos elementos desses filtros é encontrada de maneira dispersa, o que dificulta o projeto dos mesmos. Assim, é desejável que se tenha procedimentos de projeto detalhados e sintetizados para uma rápida determinação dos filtros de acoplamento de inversores, visto que esses filtros determinam parte dos modelos matemáticos utilizados para o controle de tais equipamentos. Adicionalmente, o correto dimensionamento garante que questões, tais como, distorção harmônica total da tensão ou da corrente de saída, volume e custo do inversor, sejam melhor definidas.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo deste trabalho visa o estudo e sistematização de metodologias de projetos de filtros de acoplamento do tipo L, LC e LCL para inversores de potência.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Visando este objetivo geral, os seguintes objetivos específicos serão abordados:

- Sistematizar as normas vigentes que tenham relação com o projeto de filtros de saída de inversores;
- Sumarizar técnicas de projeto para filtros L, LC e LCL;
- Exemplificar o projeto de filtros utilizando as técnicas estudadas;
- Realizar a simulação computacional dos filtros projetados para a verificação da metodologia de projeto.

As normas estudadas não dizem respeito ao projeto de filtros, mas são importantes e têm impacto indireto nestes, visto que especificam limites de distorção harmônica toleráveis em diferentes situações de operação dos inversores estudados. Assim, considerou-se importante sua inclusão no trabalho. Após o projeto dos filtros, os resultados de simulação serão confrontados com especificações descritas nestas normas para, se verificar a eficácia das metodologias de projeto apresentadas.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado em seis capítulos: introdução, aplicações de filtros de saída de inversores, normas técnicas relativas a qualidade de energia, metodologias de projetos de filtros de saída de inversores, exemplos de projeto e conclusões.

O capítulo de introdução descreve a justificativa e caracterização do problema, objetivo geral, objetivos específicos e a organização do trabalho.

O capítulo dois apresenta, de forma resumida, as principais aplicações onde são empregados inversores com filtro L, LC e LCL.

No capítulo três sumariza as principais normas, nacionais e internacionais, e regulamentações que definem padrões de qualidade de energia.

No capítulo quatro são apresentadas, de forma sistematizada, as metodologias de projeto dos filtros estudados.

No capítulo cinco, o projeto de cada topologia de filtro é exemplificado e simulações computacionais são utilizadas para a verificação dos projetos.

O capítulo seis conclui o trabalho.

2 APLICAÇÕES DE FILTROS DE SAÍDA DE INVERSORES

Para inversores operando com saída em corrente, como estes possuem saída indutiva, o uso dos filtros L e LCL é bastante difundido. Já o filtro LC é muito utilizado em aplicações onde o inversor opera com saída em tensão. Embora existam outras topologias de filtros, devido a predominância desses tipos de filtros para inversores, restringiu-se o escopo desse trabalho ao estudo dos filtro L, LC e LCL. Assim, este capítulo apresenta as principais aplicações de inversores com estas topologias de filtros de saída. Inicialmente, apresentam-se aplicações de inversores com o uso do filtro L, seguidas por aplicações utilizando filtro LC. Por fim, descreve-se aplicações de inversores com filtro de saída LCL.

2.1 FILTRO L

O filtro L é constituído por uma indutância conectada em série com a saída do inversor. Possui característica de filtro passa-baixa com uma atenuação de magnitude, na resposta em frequência, de -20 dB/dec, característica típica de sistemas de primeira ordem (AHMED *et al.*, 2007), (LUIZ; FILHO, 2008), (LETTL *et al.*, 2011). As principais aplicações para inversores com filtro L estão apresentadas nas sub-seções seguintes.

2.1.1 CONEXÃO DE FONTES DE ENERGIA ELÉTRICA RENOVÁVEIS COM A REDE ELÉTRICA

Na conexão de sistemas de geração baseados em energias renováveis tais como sistemas eólicos ou fotovoltaicos, tipicamente se faz o emprego de um inversor para realizar o acoplamento entre a unidade geradora e a rede elétrica. Nestes casos, o inversor desempenha a função de condicionar os níveis de tensão e, principalmente, a frequência, que em sistemas com esse tipo de geração, são variantes em função do dia, local ou hora (GONÇALVES *et al.*, 2010), (ALBUQUERQUE, 2012), (ARAÚJO, 2012), (PINTO; NETO, 2012).

2.1.1.1 GERAÇÃO EÓLICA

O uso da geração eólica teve grande crescimento com a crise mundial do petróleo ocorrida nos últimos 20 anos. A utilização dos aerogeradores tem ganhado destaque na comunidade científica e o interesse em sua utilização vem crescendo cada vez mais (PEREIRA, 2004), (VOLTOLINI, 2007), (COSTA, 2010). Em (VOLTOLINI, 2007), (STRZELECKI; BENYSEK, 2008) e (LISERRE *et al.*, 2011) são apresentadas as principais estruturas e tecnologias utilizadas para a conexão de aerogeradores à rede elétrica. Dependendo do tipo de gerador empregado, o processamento da energia se dá com diferentes configurações de conversores.

Uma abordagem utiliza geradores síncronos de ímãs permanentes ou geradores síncronos que fazem uso de um conversor para a conexão com a rede. Esse conversor processa toda a potência do gerador e tem vantagens construtivas e de controle. Todavia, por processar toda a potência, o conversor tem alto custo e fica limitado a uma faixa de potência inferior a 100 kW (VOLTOLINI, 2007), (STRZELECKI; BENYSEK, 2008), (MACCARINI, 2009), (COSTA, 2010), (BERTONCELLO, 2011), (LISERRE *et al.*, 2011), (PINTO; NETO, 2012), (ZANCHITTIN, 2012).

Outra abordagem utiliza geradores de indução duplamente alimentados com escovas (DFIG, do inglês *Doubly Fed Induction Generator*), ou sem escovas (BDFIG, do inglês *Brushless Doubly Fed Induction Generator*). Uma vantagem dessa configuração é que o conversor necessário para conexão com a rede processa de 20% a 30% da potência nominal do gerador, reduzindo o custo do conversor. Dessa forma, esta configuração vem sendo cada vez mais utilizada em potências de até 5 MW (PAVINATTO, 2005), (VOLTOLINI, 2007), (JAKULSKI, 2007), (STRZELECKI; BENYSEK, 2008), (MACCARINI, 2009), (COSTA, 2010), (ARAÚJO, 2011), (LISERRE *et al.*, 2011), (CORTEZ, 2012), (ZANCHITTIN, 2012).

2.1.1.2 GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

Assim como a energia eólica, a geração a partir de energia fotovoltaica em maior escala também é recente, principalmente, devido ao alto custo de fabricação das placas fotovoltaicas. Porém, teve um impulso significativo nos últimos 20 anos, e com a redução dos custos de produção de placas fotovoltaicas, tem se tornado mais competitiva quando comparada a outras fontes de geração (ALBUQUERQUE, 2012) (LISERRE *et al.*, 2011), (MARANGONI, 2012).

Neste tipo de geração, os inversores usados possuem saída com característica indutiva e, portanto, são usados filtros L ou LCL. A faixa de potência em que o filtro L é empregado é ampla e encontra-se aplicações que vão desde potências inferiores a 1 kW até sistemas com potência de 50 kW (KJAER *et al.*, 2002), (LOPES, 2006), (SCHONARDIE, 2011), (MARANGONI, 2012), (OLIVEIRA, 2012).

2.1.2 COMPENSADORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA

Os compensadores estáticos de potência são equipamentos baseados em inversores que são conectados a rede elétrica e podem ter diferentes funcionalidades, dependendo da forma em que são conectados e controlados. O uso de tais compensadores é bastante difundido para propósitos de qualidade de energia. A conexão de um compensador estático de potência com a rede se dá, essencialmente, de duas maneiras, conexão paralela ou conexão série que, quando combinadas, formam o compensador série-paralelo (SINGH *et al.*, 1999), (EL-HABROUK *et al.*, 2000), (LINDEKE, 2003), (AFFONSO, 2007), (FILHO *et al.*, 2008).

2.1.2.1 FILTRO ATIVOS DE POTÊNCIA PARALELO

A compensação paralela, segundo (EL-HABROUK *et al.*, 2000), é uma das configurações mais importantes e largamente utilizadas nos processos industriais. Quando um compensador estático paralelo funciona como uma fonte de corrente controlada, compensando harmônicos de correntes oriundas de cargas não lineares, tem-se o filtro ativo de potência paralelo. Usualmente, a potência para essa aplicação situa-se em uma faixa inferior a 100 kW (COSTA, 1998), (SINGH *et al.*, 1999), (EL-HABROUK *et al.*, 2000), (SOUZA, 2000), (RIBEIRO, 2003), (AFFONSO, 2007), (FENILI, 2007), (NETO, 2009). Porém, aplicações mais específicas podem facilmente ultrapassar essa faixa de potência (AKAGI, 2005).

2.1.2.2 STATCOM

O STATCOM (Compensador Estático Síncrono, do inglês *Static Synchronous Compensator*), também é um compensador estático de potência paralelo. Porém, diferentemente do filtro ativo de potência paralelo, objetiva compensar potência reativa, contribuindo com o balanceamento da corrente ou regulação de tensão em

sistemas elétricos (CAVALIERE, 2001), (MELO, 2009), (MOHARANA *et al.*, 2014).

Geralmente, o STATCOM é conectado na rede de transmissão ou sub-transmissão e processa potências maiores do que o filtro ativo de potência. Um sistema de compensação baseado em STACOM pode ultrapassar os 100 MW. Todavia, essa potência, geralmente, é distribuída entre vários equipamentos. Ainda assim, é comum de se encontrar equipamentos com potência individual na faixa de MW (REZAEIPOUR; KIANI, 2009), (SINGH *et al.*, 2009), (MOHARANA *et al.*, 2014).

2.2 FILTRO LC

O filtro LC é constituído por uma indutância conectada em série com a saída do inversor e um elemento capacitivo em derivação, caracterizando um filtro passa-baixa. Possui uma resposta em frequência de -40dB/dec, atenuação típica de sistemas de segunda ordem. Usualmente, o filtro LC substitui o filtro L em aplicações onde o inversor opera como fonte de tensão.

O filtro LC também pode ser utilizado na conexão de inversores com a rede elétrica desde que a rede tenha característica indutiva. Nestes casos, o filtro LC pode ser empregado quando o filtro L apresenta baixa atenuação dos harmônicos injetados pelo inversor (AHMED *et al.*, 2007), (MARTINS; BARBI, 2008), (LETTL *et al.*, 2011). Isso ocorre em casos em que a potência nominal é mais elevada ou a atenuação de conteúdo harmônico necessária é elevada e impossibilita o projeto físico do filtro L. O uso do filtro LC permite a redução do valor da indutância e, conseqüentemente, do volume do indutor (AKAGI *et al.*, 1984), (KOBAYASHI; FUNATO, 2008), (WANG *et al.*, 2010), (ENDERLE *et al.*, 2012).

2.2.1 COMPENSAÇÃO ESTÁTICA SÉRIE

A compensação estática série é uma aplicação em que a saída do inversor é em tensão. Portanto, necessita de um filtro LC. Neste caso, a saída do compensador é conectada em série entre a fonte de alimentação e a carga, caracterizando uma fonte de tensão variável. Objetiva compensar distorções na forma de onda da tensão da rede ou desequilíbrios. Tipicamente, a conexão é realizada através de um transformador de acoplamento (RIBEIRO, 2003), (LINDEKE, 2003), (KIM *et al.*, 2004), (AFFONSO, 2007), (STRZELECKI; BENYSEK, 2008), (FRANÇA, 2013).

Segundo (EL-HABROUK *et al.*, 2000), os compensadores série são menos comuns do que os paralelos pois devem suportar toda a corrente da carga. Deste modo seu custo também é mais elevado.

2.2.2 FONTES ININTERRUPTAS DE ENERGIA (UPS)

As fontes ininterruptas de energia (UPS - do inglês *Uninterruptible Power Supply*) são amplamente empregadas para garantir o fornecimento de energia elétrica para cargas críticas que não podem estar sujeitas a interrupções de fornecimento. Algumas UPS, na presença da fonte de energia principal, atua como um regulador de tensão, tendo o funcionamento típico a um condicionador de energia. Durante esse período o sistema armazena energia em um banco de baterias. Em caso de falta de energia, a UPS alimenta a carga com uma tensão CA, a partir da energia armazenada no banco de baterias. Para operar como fonte de tensão, a UPS necessita de um filtro de saída do tipo LC (IRWIN, 2002), (NASIRI *et al.*, 2004), (MENEZES, 2007).

As UPS são amplamente utilizadas para alimentar cargas monofásicas residenciais e industriais. Em sua grande maioria as UPS são dimensionadas para alimentar cargas pequenas. Geralmente, a faixa de potência é inferior a 3 kW (NASIRI *et al.*, 2004), (DAMASCENO, 2006), (MENEZES, 2007). Já para sistemas trifásicos há UPS com potência de até 50 kW (BOTTERÓN *et al.*, 2001), (CORTES *et al.*, 2009).

2.2.3 ACIONAMENTO DE MOTORES

Com a proliferação de acionamentos industriais automatizados, o uso de motores com velocidade variável vem se tornando bastante amplo. Com o uso de inversores para o acionamento de motores, alguns problemas tais como sobre-tensão nos terminais do motor, interferências eletromagnéticas e diminuição da vida útil da máquina, devido ao alto conteúdo harmônico injetado pelo inversor têm sido relatados. A utilização de filtros passivos LC para reduzir esses efeitos é comumente encontrada em grande parte da bibliografia de trabalhos desenvolvidos para este fim (RAPP; HAAG, 1997), (KOJIMA *et al.*, 2002), (SALOMÄKI, 2007), (FLÁVIO, 2010), (HE *et al.*, 2011).

Na maior parte destas aplicações, a faixa de potência relatada na literatura varia entre 1 kW e 20 kW (KOJIMA *et al.*, 2002), (SAITO; KUBOTA, 2007), (FLÁVIO, 2010), (HE *et al.*, 2011), (SWATHI *et al.*, 2012). Entretanto, algumas aplicações mais específicas podem ultrapassar 1 MW (STEINKE, 1999).

2.3 FILTRO LCL

O filtro LCL é constituído por uma indutância em série com a saída do inversor, um elemento capacitivo em derivação e uma segunda indutância em série com a saída do inversor. Idealmente, possui uma atenuação de magnitude em sua resposta em frequência de -60dB/dec, atenuação típica de sistemas de terceira ordem (AHMED *et al.*, 2007), (ARAUJO *et al.*, 2007), (LETTL *et al.*, 2011).

Apesar de o filtro LCL ter um maior número de componentes, frente aos filtros L e LC, possui algumas vantagens sobre esses, tais como: tem uma maior atenuação, possui uma saída indutiva no ponto de interligação com a rede o que evita grandes variações e corrente no instante de conexão com a rede, possui indutores com valores reduzidos o que, conseqüentemente, reduz os custos de implementação (WANG *et al.*, 2003), (MACHADO, 2008), (JÚNIOR, 2013).

O filtro LCL tem sido utilizado para aplicações de inversores conectados à rede com potências acima de 100 kW. O filtro LCL provê maior atenuação de harmônicos com um volume reduzido quando comparado com o filtro L. Isso provê custos reduzidos em aplicações com potências mais elevadas (LISERRE *et al.*, 2001), (GABE, 2008), (ARAÚJO *et al.*, 2012), (ELSAHARTY; ASHOUR, 2014).

2.3.1 CONEXÃO DE FONTES DE ENERGIA ELÉTRICA RENOVÁVEIS COM A REDE ELÉTRICA

Similarmente ao uso do filtro L, o filtro LCL também pode ser encontrado em aplicações de sistemas de geração de energia elétrica que envolvam inversores conectados à rede elétrica. Seu uso é bastante difundido em sistemas de geração eólica e fotovoltaica (WANG *et al.*, 2003) (LISERRE *et al.*, 2006), (WANG; MA, 2013).

2.3.1.1 GERAÇÃO EÓLICA

Em (MACHADO, 2008), (JEONG *et al.*, 2010) e (JÚNIOR, 2013) são abordados sistemas de geração eólicas conectados à rede através do filtro LCL. A faixa de potência descrita na literatura para estas aplicações também é variada. Tem-se sistemas com potências menores que 10 kW (JEONG *et al.*, 2010), (CUPERTINO, 2013), (JÚNIOR, 2013) e aplicações com potência de até 2 MW (MALINOWSKI; BERNET, 2004), (NETO, 2005), (MACHADO, 2008).

2.3.1.2 GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

O filtro LCL também é uma opção na conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica. A faixa de potência varia de aplicações inferiores a 1,5 kW (CHEN *et al.*, 2008), (CHEN; LIU, 2009), (GODSWILL *et al.*, 2012), (BAUER, 2010), (MASSAWE, 2013) e aplicações com uma faixa potência mais elevada, em torno de 100 kW a 250 kW (BARBOSA, 2011), (RENZHONG *et al.*, 2013).

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou algumas aplicações onde são empregados inversores com filtros de saída dos tipos L, LC e LCL. As aplicações descritas não são as únicas nas quais tais filtros são empregados, mas são exemplos representativos de seu uso.

Em aplicações onde o inversor opera como fonte de corrente são utilizados filtros com saídas indutivas, nesse caso L e LCL. Em aplicações que utilizam o inversor operando como fonte de tensão é utilizado o filtro LC na saída. Com isso, para sistemas de geração que envolvam inversores e estejam conectados à rede, os filtros L e LCL são predominantes, pois possuem características propícias para o controle da corrente de saída e redução do conteúdo harmônico desta. Já sistemas que necessitam do controle da tensão de saída, tais como as UPS ou inversores para acionamento de máquinas, demandam o uso do filtro LC por facilitar o controle da tensão ao mesmo tempo em que atenua o conteúdo harmônico desta variável.

Em relação a qual filtro utilizar caso a saída seja em corrente, isto é, filtro L ou LCL, em função da potência do sistema, não há uma definição clara na literatura. Mas, observa-se que o filtro L, geralmente, é empregado onde a potência é inferior a 100 kW. Algumas aplicações mais específicas podem ultrapassar essa faixa de potência. No caso do filtro LCL, usualmente, observa-se aplicações acima de 100 kW. Todavia, também são encontradas aplicações com potência bem inferior.

No próximo capítulo, algumas normas regulamentadoras, que definem limites de distorção harmônica, serão apresentadas. Tais normas são importantes pois se referem a qualidade de energia e têm impacto no projeto dos filtros de saída dos inversores.

3 NORMAS RELATIVAS A QUALIDADE DE ENERGIA

Nesta seção, serão apresentadas, de forma resumida, as principais normas que influenciam nos parâmetros de projeto de filtros. As normas versam, principalmente, sobre questões relativas a distorção harmônica total de corrente e tensão. As normas abrangem sistemas elétricos com diferentes níveis de tensão. Todavia, neste trabalho, há maior atenção em níveis de tensão de distribuição. Portanto, algumas informações das normas foram suprimidas.

3.1 IEEE STD. 519-1993 - REQUISITOS E PRÁTICAS RECOMENDADAS PARA O CONTROLE DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

A norma IEEE Std. 519-1993 descreve os principais fenômenos causadores da distorção harmônica, indicando limites de distorção harmônica para sistemas elétricos de potências (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 1993). A norma aborda a DHT_V (Distorção Harmônica Total de Tensão) e a DHT_i (Distorção Harmônica Total de Corrente).

A DHT_V é um indicador para a quantidade de harmônicas de tensão. Pode ser calculada, em porcentagem, através da expressão (1). Teoricamente, a DHT_V considera todas as harmônicas existentes. Todavia, por questões práticas, a norma considera apenas até a 50ª harmônica.

$$DHT_V(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \cdot 100. \quad (1)$$

A DIT_V (Distorção Harmônica individual de Tensão) define o percentual de cada harmônico em relação a componente fundamental. É calculada através da expressão (2).

$$DIT_V(\%) = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100. \quad (2)$$

A Tabela 1 apresenta os limites para a DHT_V e para a DIT_V no PCC (Ponto de Conexão Comum) para diferentes níveis de tensões do sistema de potência (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 1993).

Tabela 1: Limites de distorção harmônica total DHT_V e individual DIT_V em porcentagem da componente fundamental

Tensão no PCC (V_N)	Distorção	
	harmônica individual da tensão (DIT_V) [%]	harmônica total da tensão (DHT_V) [%]
$V_N \leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV < $V_N \leq 161$ kV	1,5	2,5
161 kV < V_N	1,0	1,5

A DHT_i (Distorção Harmônica Total de Corrente) mede a distorção harmônica, em porcentagem da máxima corrente fundamental da carga, causada por um único consumidor em qualquer ponto do sistema. A DHT_i pode ser calculada pela expressão (3) (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 1993)

$$DHT_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_{1max}} \cdot 100. \quad (3)$$

Os limites de distorção harmônica de corrente dependem do nível de tensão e da corrente de curto-circuito no PCC. Esses limites são mostrados na Tabela 2, que apresenta os valores máximos de cada componente harmônica em porcentagem da corrente fundamental máxima de carga I_{1max} (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 1993).

Tabela 2: Máxima distorção harmônica de corrente em porcentagem de I_{1max}

I_{sc}/I_{1max}	Ordem individual das harmônicas ímpares					DHT_i
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
$120 \text{ V} \leq V_N \leq 69 \text{ KV}$						
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Harmônicas pares são limitadas em 25% dos limites das componentes ímpares acima.
Distorções de corrente que causem *offset* CC não são permitidas.

onde:
 I_{sc} = Máxima corrente de curto-circuito no PCC;
 I_{1max} = Máxima demanda de corrente da carga (componente na frequência fundamental) no PCC.

3.2 IEEE STD. 1547-2003 - NORMA PARA INTERCONEXÃO DE RECURSOS DISTRIBUÍDOS COM O SISTEMAS ELÉTRICO DE POTÊNCIA

A norma IEEE Std.1547-2003 define especificações para os limites de injeção de correntes e tensões harmônicas no sistema elétrico, para unidades de geração distribuídas inferiores a 10 MVA (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003).

Quando a unidade de geração distribuída está alimentando cargas lineares equilibradas, a injeção de correntes harmônicas no sistema elétrico de potência, no ponto de conexão comum, não deve exceder os valores estipulados pela Tabela 3 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003).

Tabela 3: Distorção harmônica máxima de corrente em porcentagem da corrente (I)^a

Harmônica individual (h) ^b	%
$h < 11$	4,0
$11 \leq h < 17$	2,0
$17 \leq h < 23$	1,5
$23 \leq h < 35$	0,6
$35 \leq h$	0,3
Distorção Harmônica Total DHT_i :	5,0

^a - O local de maior demanda de corrente da carga integrada no sistema elétrico de potência (15 ou 30 minutos), sem a unidade de geração, ou com a unidade de geração em capacidade nominal de corrente.

^b - Harmônicas pares estão limitadas a 25% dos limites harmônicos ímpares acima.

Quando a unidade de geração distribuída está alimentando uma carga resistiva com 100% da potência da unidade, os níveis de harmônicos de tensão não devem exceder os limites estipulados na Tabela 4 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003). As harmônicas devem ser medidas considerando tensões de linha para sistemas trifásicos a três fios ou considerando tensões e fase para sistemas a quatro fios.

Tabela 4: Distorção harmônica máxima de tensão em porcentagem da tensão nominal

Harmônica individual (h)	%
$h < 11$	4,0
$11 \leq h < 17$	2,0
$17 \leq h < 23$	1,5
$23 \leq h < 35$	0,6
$35 \leq h$	0,3
Distorção Harmônica Total DHT_V :	5,0

3.3 IEEE STD. 446-2014 - PRÁTICAS RECOMENDADAS PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA DE EMERGÊNCIA PARA APLICAÇÕES INDUSTRIAIS E COMERCIAIS

A IEEE 466 apresenta um manual contendo recomendações, práticas e diretrizes para a seleção, projeto, instalação, aplicação, operação e manutenção de sistemas baseados em UPS. No entanto, para que as recomendações dessa norma surtam efeito, a gestão dos efeitos das perturbações do sistema elétrico requer uma estreita colaboração entre usuários, distribuidores de energia e fabricantes do equipamento (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2014)

A norma estabelece a UPS deve ter os seguintes requisitos primários: fornecer energia ininterrupta, com a mesma qualidade do sistema elétrico, por um tempo mínimo e *backup*. Esse tempo é geralmente indicado pelo usuário ou depende da capacidade da bateria. A frequência de saída da UPS deve ser a frequência de alimentação característica da rede, por exemplo, 50 Hz ou 60 Hz com variação típica de $\pm 0.5\%$. A distorção harmônica de tensão máxima tolerável na saída da UPS (DHT_V) deve ser inferior a 10% quando conectada a cargas lineares (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2014).

3.4 IEC 61000-3-2 - COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA (EMC) - PARTE 3-2: LIMITES PARA EMISSÕES DE HARMÔNICOS DE CORRENTE (EQUIPAMENTOS COM CORRENTE DE ENTRADA MENOR DO QUE 16 A POR FASE

A IEC6100-3-2 é uma norma criada principalmente para a comunidade europeia e define limites para a injeção de correntes harmônicas na rede pública de alimentação. A norma é aplicável aos equipamentos elétricos e eletrônicos com corrente de entrada de até 16 A. As tensões de alimentação consideradas pela norma são de 220 V a 415 V e as frequências fundamentais de 50 Hz ou 60 Hz (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, INC., 2014).

Conforme a IEC6100-3-2 os equipamentos são separados em quatro classes:

- **Classe A:** Equipamentos com alimentação trifásica equilibrada; aparelhos de uso doméstico, excluindo os da classe D; ferramentas, exceto as portáteis; “*dimmers*” para lâmpadas incandescentes; equipamentos de áudio e todos os demais não incluídos nas classes seguintes;
- **Classe B:** Ferramentas portáteis;
- **Classe C:** Dispositivos de iluminação (reatores eletrônicos);
- **Classe D:** Computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão. Os equipamentos devem ter um nível de potência de entrada na faixa de 75 W a 600 W, dos quais as frequências acima da 25^a harmônica são consideráveis.

A Tabela 5 apresenta os valores limites das correntes harmônicas definidos pela norma.

Tabela 5: Limite para as harmônicas de corrente em função da classe dos equipamentos

Classes	A [A]	B [A]	C [%fundamental]	D [mA/W]
Harmônicas Ímpares (<i>h</i>)				
3	2,30	3,45	30· <i>FP</i>	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,15	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	3,85/13
$15 \leq h \leq 39$	$0,15 \cdot 15/h$	$0,225 \cdot 15/h$	3	$3,85/h$
Harmônicas Pares (<i>h</i>)				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,30	0,45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	$0,23 \cdot 8/h$	$0,345 \cdot 8/h$	-	-

FP: Fator de Potência

3.5 ANEEL PRODIST, MÓDULO 8 - QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

A ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) também aborda a questão das distorções harmônicas de tensão e corrente. No final de 2008, foi aprovada a primeira versão do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional). Este documento teve sua primeira revisão no final de 2009 (ANEEL, 2009).

O PRODIST, Módulo 8 define o cálculo da distorção harmônica individual de tensão da harmônica h (DIT_V) e da distorção harmônica total de tensão (DHT_V) da mesma forma anteriormente definida em (1) e (2), respectivamente. Também determina que, no cálculo da DHT_V , deve se considerar, no mínimo, até a 25ª harmônica. Os valores máximos para a DIT_V e a DHT_V estão, respectivamente, apresentados nas Tabelas 6 e 7.

Tabela 6: Níveis máximos para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)

Harmônicas	h	DIT_V [%]		
		$V_N \leq 1 \text{ KV}$	$1 \text{ KV} < V_N \leq 13,8 \text{ KV}$	$13,8 \text{ KV} < V_N \leq 69 \text{ KV}$
Ímpares não múltiplos de 3	5	7,5	6	4,5
	7	6,5	5	4
	11	4,5	3,5	3
	13	4	3	2,5
	17	2,5	2	1,5
	19	2	1,5	1,5
	23	2	1,5	1,5
	25	2	1,5	1,5
	>25	1,5	1	1
Ímpares múltiplos de 3	3	6,5	5	4
	9	2	1,5	1,5
	15	1	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5
	4	1,5	1	1
	6	1	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5

Tabela 7: Valores máximos das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)

Tensão nominal do barramento V_N	DHT_V [%]
$V_N \leq 1 \text{ KV}$	10
$1 \text{ KV} < V_N \leq 13,8 \text{ KV}$	8
$13,8 \text{ KV} < V_N \leq 69 \text{ KV}$	6
$69 \text{ KV} < V_N \leq 230 \text{ KV}$	3

3.6 NORMAS TÉCNICAS COPEL NTC 905200 E NTC 905100

A COPEL (Companhia Paranaense de Energia), em conformidade com os procedimentos vigentes definidos no PRODIST e com base nas regulamentações da ANEEL, elaborou a norma NTC 905200 referente à conexão de unidades de mini e micro geração distribuída ao sistema elétrico. A NTC 905200 define critérios técnicos para unidades geradoras com potência nominal de até 1 MW (COPEL, 2014). Caso a potência nominal da unidade de geração seja superior a esse valor é necessário consultar a norma técnica NTC 905100 que trata as unidades de geração distribuídas

como PCH's (Pequenas Centrais Hidroelétricas) com potência nominal superior a 76 KW (COPEL, 2013).

A NTC 905200 estabelece padrões para o acesso de micro e mini geração em baixa tensão (tensão igual ou inferior a 1 kV) e média tensão (tensão entre 1 kV e 69 kV) a rede da COPEL (COPEL, 2014). Esta norma segue os mesmos padrões relativos a distorção harmônica definidos no PRODIST-Módulo 8. Por isso, a COPEL reserva o direito de realizar medições no ponto de conexão para quantificar os efeitos da qualidade de energia da unidade geradora reportados nos procedimentos do PRODIST-Módulo 8. Caso o acessante viole quaisquer indicadores regulamentados, o mesmo fica responsável pelas ações cabíveis para limitar essa violação (COPEL, 2014).

A NTC 905100 estabelece padrões para a conexão de pequenas unidades de geração em média tensão (13,8 kV e 34,5 kV) e em alta tensão (69 kV e 138 kV), com potência nominal acima de 75 kW, no sistema elétrico, em conformidade com as normas vigentes no PRODIST e nas regulamentações da ANEEL. A Tabela 8 apresenta os valores de referência para as distorções harmônicas totais de tensão para sistemas até 69 kV (COPEL, 2013).

Tabela 8: Valores de referência das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental)

Tensão Nominal do barramento (V_N)	DHT_V [%]
$1 \text{ kV} \leq V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	6

A Tabela 9 apresenta os valores das distorções harmônicas individuais que devem ser obedecidos (COPEL, 2013).

Tabela 9: Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental)

Ordem harmônica	DIT_V [%]	
	Harmônica	$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$
Ímpares não múltiplos de 3	5	6
	7	5
	11	3,5
	13	3
	17	2
	19	1,5
	23	1,5
	25	1,5
	>25	1
Ímpares múltiplos de 3	3	5
	9	1,5
	15	0,5
	21	0,5
	>21	0,5
Pares	2	2
	4	1
	6	0,5
	8	0,5
	10	0,5
	12	0,5
	>21	0,5

3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma síntese das principais normas que se relacionam com parâmetros de projeto de filtros de saída para inversores. Foram apresentadas normas nacionais, internacionais e regionais. As normas não definem topologias de filtros nem requisitos de projeto. Todavia, são importantes, pois servem como balizas para os objetivos de qualidade de energia que os inversores devem atender. Uma vez que a atenuação dos harmônicos de corrente ou tensão estão fortemente atrelados ao correto projeto dos filtros de saída dos inversores, os índices máximos de distorção harmônica de corrente ou tensão tem papel fundamental nesse estudo.

Com base no estudo das normas, verifica-se que, dependendo da aplicação há requisitos de distorção harmônica de tensão e/ou corrente distintos. Mas, de maneira geral, pode-se dizer que para sistemas em baixa tensão, a distorção harmônica total de tensão DHT_V máxima fica em 5% ou 10%, no pior caso, enquanto a distorção harmônica total de corrente fica limitada a, no máximo, 5%.

Na sequência, serão apresentadas metodologias de projeto para os filtros L, LC e LCL.

4 METODOLOGIAS DE PROJETOS

A literatura técnica apresenta diversas aplicações em que o uso de filtros L, LC e LCL é necessário. Todavia, o detalhamento do projeto de tais filtros não é facilmente encontrado. Assim, este capítulo apresenta metodologias de projeto para filtros L, LC e LCL para a saída de inversores.

Para filtros do tipo L, são apresentadas metodologias de projeto oriundas dos trabalhos de (MACCARINI, 2009) e (NARDI *et al.*, 2014). Para o projeto de filtro LC, a metodologia utilizada é a apresentada em (MARTINS; BARBI, 2008). Por fim, para o projeto do filtro LCL, utiliza-se a metodologia proposta por (LISERRE *et al.*, 2001) e (KRUG *et al.*, 2004).

4.1 FILTRO L

A primeira metodologia utilizada, apresentada por (MACCARINI, 2009), descreve o projeto de filtro L para um inversor monofásico conectado à rede, com modulação a dois e três níveis. Essa metodologia faz uma relação entre a razão cíclica (D) em função do índice de modulação (M), para meio período da componente fundamental de tensão, de forma que o valor da indutância L_f seja obtido a partir do índice de modulação.

A segunda metodologia empregada, descrita por (NARDI *et al.*, 2014), também apresenta um projeto de filtro L para um inversor monofásico conectado à rede, com modulação a dois e três níveis. Essa metodologia relaciona a ondulação de corrente no indutor em função da distorção harmônica total de corrente (DHT_i) desejada. Assim, o valor da indutância L_f é obtido a partir da distorção harmônica total de corrente (DHT_i).

4.1.1 PRIMEIRA METODOLOGIA

Esta metodologia considera um inversor monofásico em ponte completa acoplado à rede através do filtro L_f como mostrado na Figura 1.

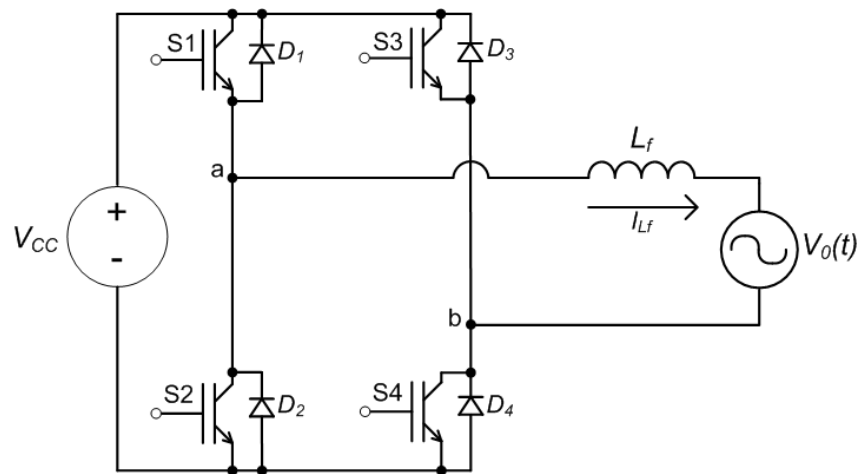


Figura 1: Inversor monofásico em ponte completa conectado à rede com uso de filtro L.
Fonte: (MACCARINI, 2009).

Para o projeto, parte-se da tensão nominal do barramento CC (V_{CC}) e da tensão da rede ($V_0(t)$). Com isso, obtém-se o valor do índice de modulação (M) e, com base nesse valor, determina-se a razão cíclica (D), em função do ângulo de meio período da tensão da rede elétrica. Desse modo, é calculada a indutância do filtro em função dos valores obtidos (MACCARINI, 2009).

4.1.1.1 MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

A modulação a três níveis do inversor mostrado na Figura 1 apresenta quatro etapas distintas de operação durante um período de comutação. São apresentadas apenas as etapas referentes a meio período da componente fundamental de tensão da rede elétrica. Destaca-se que a modulação empregada faz com que o padrão PWM na saída do conversor tenha o dobro da frequência de comutação das chaves. Com isso, tem-se um indutor com indutância menor do que a obtida se fosse utilizado um padrão PWM com a mesma frequência de comutação das chaves.

Primeira etapa (t_0, t_1): as chaves S1 e S4 encontram-se fechadas. Os diodos D_2 e D_3 estão bloqueados. A Figura 2 mostra esta etapa.

As suas características são as seguintes:

- A indutância L_f armazena energia;
- A corrente na indutância cresce a taxa $\frac{V_{CC}-V_o(t)}{L_f}$;

- A tensão sobre os diodos D_2 e D_3 é $-V_{CC}$;
- A fonte V_{CC} fornece energia para a rede elétrica e para L_f .

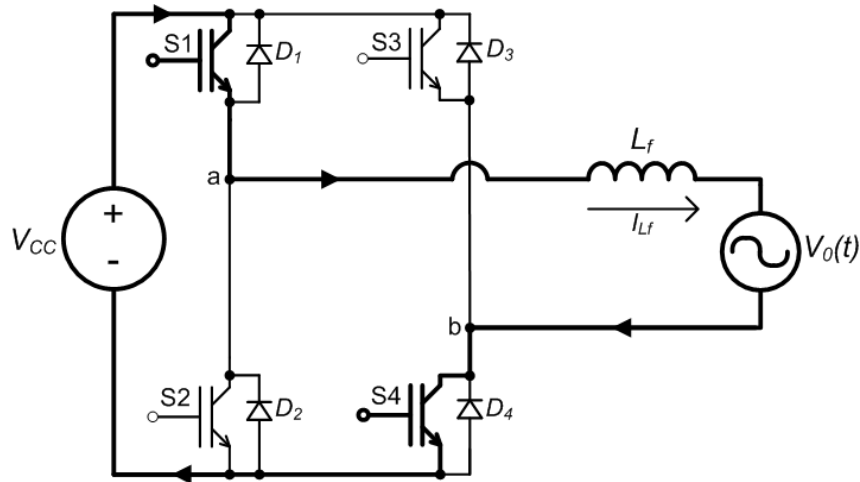


Figura 2: Primeira etapa de operação.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

Segunda etapa (t_1, t_2): As chaves S1 e S3 estão fechadas, mas somente S1 e D_3 estão conduzindo. Os diodos D_2 e D_4 estão bloqueados. Esta etapa é mostrada na Figura 3.

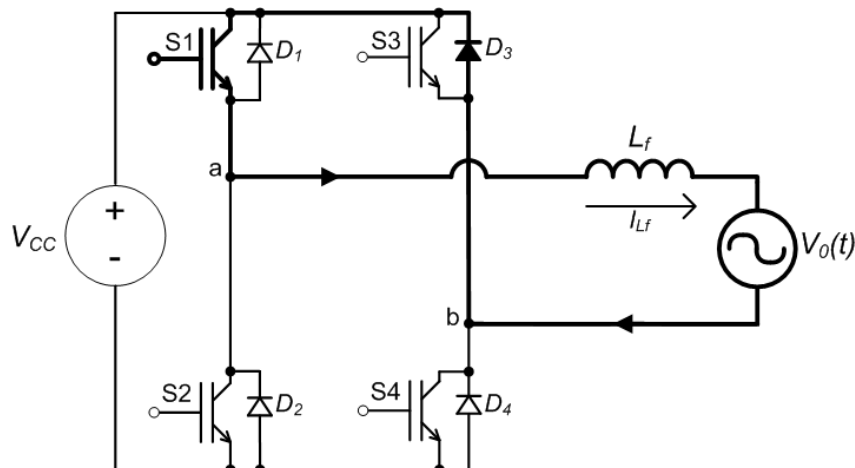


Figura 3: Segunda etapa de operação.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

As características dessa etapa são:

- A indutância L_f fornece energia para a rede elétrica;
- A corrente na indutância decresce a taxa de $-\left[\frac{V_0(t)}{L_f}\right]$;

- A fonte de entrada V_{CC} está flutuando;
- A tensão sobre os diodos D_2 e D_4 é $-V_{CC}$.

Terceira etapa (t_2, t_3): Essa etapa de operação é igual a primeira etapa.

Quarta etapa (t_3, t_4): As chaves S2 e S4 estão fechadas, mas somente S4 e D_2 estão conduzindo, devido ao sentido da corrente. Os diodos D_1 e D_3 estão bloqueados. A Figura 4 mostra essa etapa de operação.

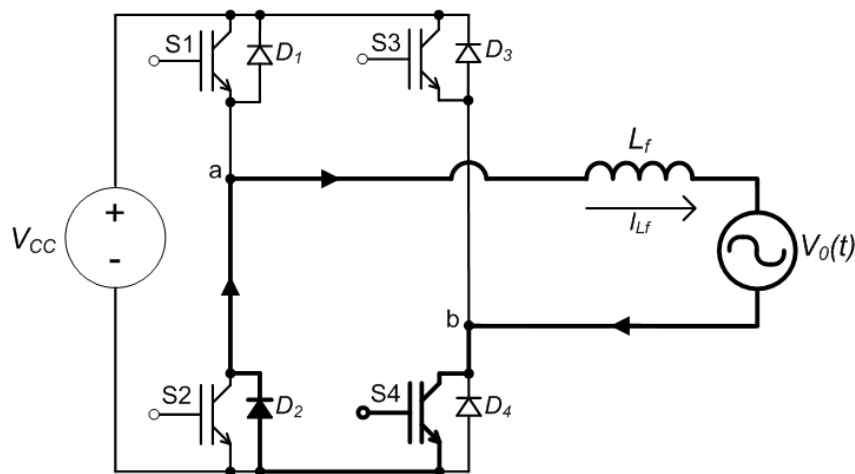


Figura 4: Quarta etapa de operação.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

As características dessa operação são:

- A indutância L_f fornece energia para a rede elétrica;
- A corrente na indutância decresce com taxa de $-\left[\frac{V_o(t)}{L_f}\right]$;
- A fonte de entrada V_{CC} está flutuando;
- A tensão sobre os diodos D_1 e D_3 é $-V_{CC}$.

As principais formas de onda do inversor operando a três níveis, no semi-ciclo positivo da tensão da rede, são mostradas na Figura 5. É possível notar que as chaves comutam apenas uma vez em um período T_S mas, a frequência da tensão V_{ab} na saída do inversor é o dobro da frequência de comutação das chaves. Isso permite diminuição de perdas por comutação e, conseqüentemente, uma redução da ondulação de corrente no indutor.

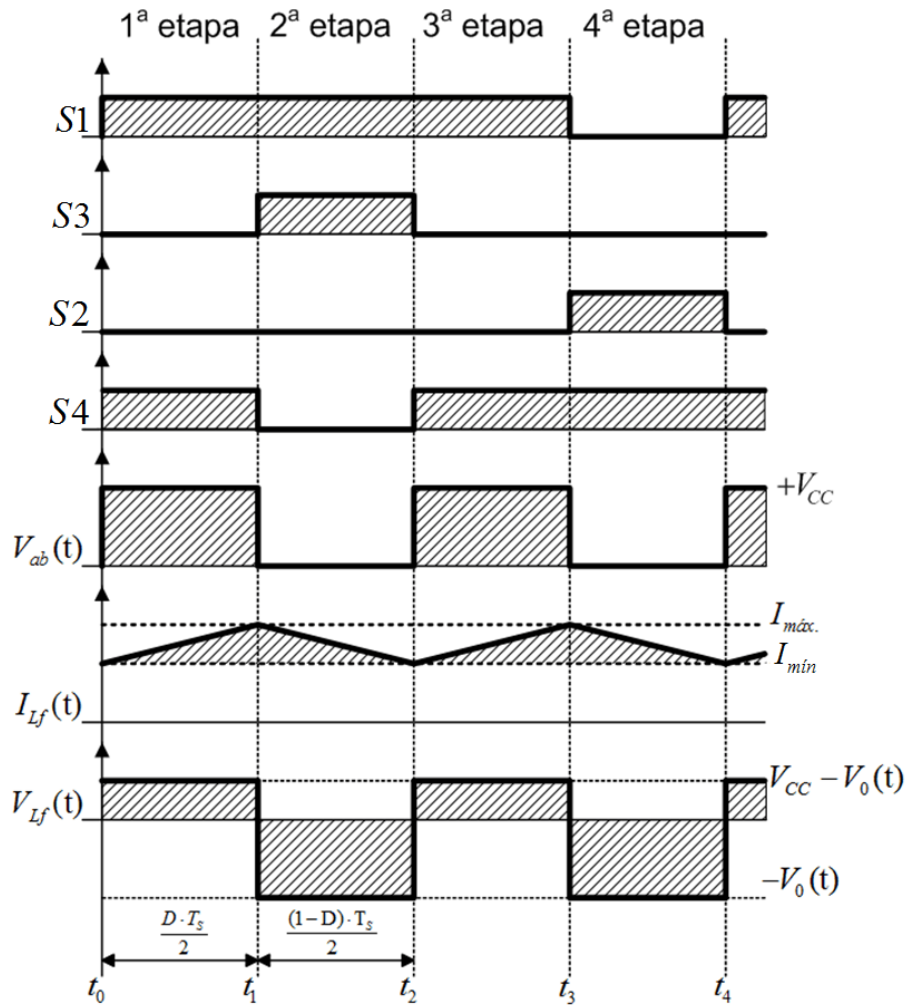


Figura 5: Principais formas de onda para modulação PWM a três níveis.
Fonte: (MACCARINI, 2009).

A partir das formas de onda da Figura 5, obtém-se a tensão média entre os pontos a e b , para um período de comutação, apresentada na expressão (4)

$$V_{ab} = \frac{D \cdot \frac{T_s}{2}}{\frac{T_s}{2}} \cdot V_{CC} = D \cdot V_{CC}. \quad (4)$$

Isolando D , em (4), obtém-se (5)

$$D = \frac{V_{ab}}{V_{CC}}. \quad (5)$$

Segundo (MACCARINI, 2009), o cálculo da indutância L_f do filtro é realizado a partir da máxima variação permitida da componente de alta frequência (frequência de comutação) da corrente. A tensão da rede se comporta de acordo com a expressão (6)

$$V_0(\theta) = V_{0p} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (6)$$

onde V_{0p} é o valor de pico da tensão da rede e θ é o ângulo elétrico da tensão da rede.

Considerando apenas a componente fundamental entre os pontos a e b , a expressão (7) é válida

$$V_{ab}(t) = V_0(t). \quad (7)$$

Desse modo a componente fundamental de tensão entre os pontos a e b é dada pela expressão (8)

$$V_{ab}(\theta) = V_{abp} \cdot \text{sen}(\theta) = V_{0p} \cdot \text{sen}(\theta). \quad (8)$$

Substituindo-se a componente fundamental da tensão entre os pontos a e b em (5) obtém-se a expressão (9), que é a variação da razão cíclica em função do ângulo θ (para $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$)

$$D(\theta) = \frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta). \quad (9)$$

De acordo com (MACCARINI, 2009), o índice de modulação é dado pela expressão (10)

$$M = \frac{V_{0p}}{V_{CC}}. \quad (10)$$

Substituindo (10) em (9), resulta na expressão (11)

$$D(\theta) = M \cdot \text{sen}(\theta). \quad (11)$$

Assim, determina-se a razão cíclica em função do índice de modulação para meio período da componente fundamental de tensão.

Tendo como base a Figura 2, que descreve a primeira etapa de operação, aplicando a lei das tensões na malha, obtém-se a expressão (12), que representa a queda de tensão no indutor de saída

$$V_{CC} - V_0(t) = L_f \cdot \frac{di_{L_f}(t)}{dt} = L_f \cdot \frac{\Delta I_{L_f}}{\Delta t} \quad (12)$$

onde ΔI_{L_f} é a variação de corrente no indutor L_f e é dada por

$$\Delta I_{L_f} = I_{\text{máx}} - I_{\text{mín}}. \quad (13)$$

O tempo de condução das chaves, na primeira etapa, pode ser descrito pela expressão (14)

$$\Delta t = D(\theta) \cdot \frac{T_S}{2}. \quad (14)$$

Substituindo (6) e (14) em (12), resulta na expressão (15)

$$V_{CC} - V_{0p} \cdot \text{sen}(\theta) = L_f \cdot \frac{\Delta I_{Lf}}{D(\theta) \cdot T_S/2}. \quad (15)$$

Manipulando (15) e aplicando a expressão (9), resulta na expressão (16)

$$\frac{2 \cdot L_f \cdot \Delta I_{Lf}}{T_S \cdot V_{CC}} = \frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta) - \left[\frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta) \right]^2. \quad (16)$$

O termo da direita da expressão (16) pode ser definido como uma ondulação de corrente normalizada. Então, tem-se as expressões (17) e (18)

$$\overline{\Delta I_{Lf}} = \frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta) - \left[\frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta) \right]^2, \quad (17)$$

$$\overline{\Delta I_{Lf}} = M \cdot \text{sen}(\theta) - M^2 \cdot \text{sen}^2(\theta). \quad (18)$$

Derivando a equação (18), em relação ao ângulo θ , para uma valor fixo de M e, igualando a derivada a zero, obtém-se

$$\frac{d\overline{\Delta I_{Lf}}}{d\theta} = M \cdot \cos(\theta) - 2 \cdot M^2 \cdot \text{sen}(\theta) \cdot \cos(\theta) = 0. \quad (19)$$

Isolando θ em (19) resulta na expressão

$$\theta = \arcsen\left(\frac{1}{2 \cdot M}\right). \quad (20)$$

Substituindo M em (20), obtém-se os ângulos θ , para os quais $\overline{\Delta I_{Lf}}$ tem valores máximos. Assim, substituindo (20) em (18), obtém-se $\overline{\Delta I_{Lf_{max}}}$.

Para determinar o valor da indutância do filtro, basta substituir a tensão do barramento CC (V_{CC}), o valor da máxima variação da corrente no indutor ($\overline{\Delta I_{Lf_{max}}}$), a frequência de chaveamento (f_s), sendo que, por definição $f_s = 1/T_S$ e a ondulação de

corrente (ΔI_{L_f}) desejada na expressão (21). Isto é,

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{L_f \max}} \cdot V_{CC}}{2 \cdot \Delta I_{L_f} \cdot f_s}. \quad (21)$$

4.1.1.2 MODULAÇÃO A DOIS NÍVEIS

No caso da modulação a dois níveis, o inversor mostrado na Figura 1 apresenta duas etapas de operação durante um período de comutação. Nesse caso também são apresentadas apenas as etapas referentes a meio período da componente fundamental da tensão.

Primeira Etapa (t_0, t_1): As chaves S1 e S4 estão fechadas e conduzindo, os diodos D_2 e D_3 estão bloqueados. A Figura 6 mostra esta etapa de operação.

As características estáticas dessa etapa são as seguintes:

- A indutância L_f armazena energia;
- A corrente no indutor aumenta a uma taxa $\frac{V_{CC} - V_0(t)}{L_f}$;
- A tensão sobre os diodos D_2 e D_3 é $-V_{CC}$;
- V_{CC} fornece energia para a rede elétrica e para L_f .

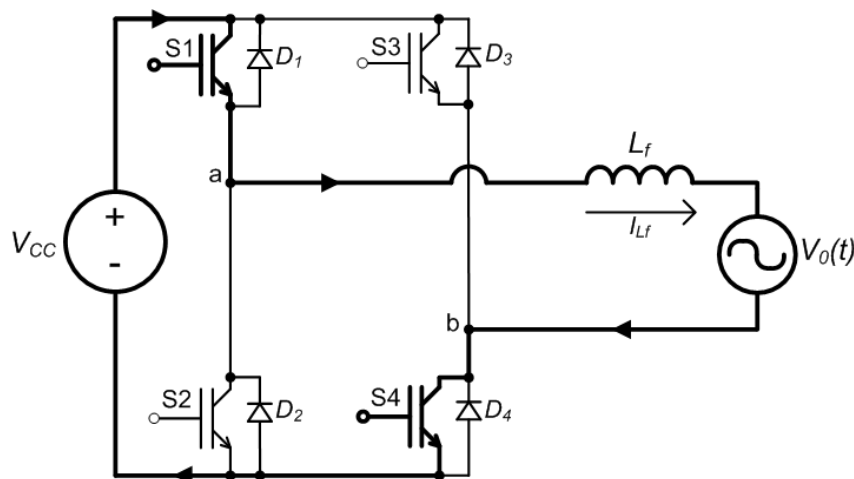


Figura 6: Primeira etapa de operação.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

Segunda etapa (t_1, t_2): As chaves S2 e S3 estão fechadas, porém não estão conduzindo, pois os diodos D_2 e D_3 estão polarizados e conduzindo. A Figura 7 mostra essa etapa de operação.

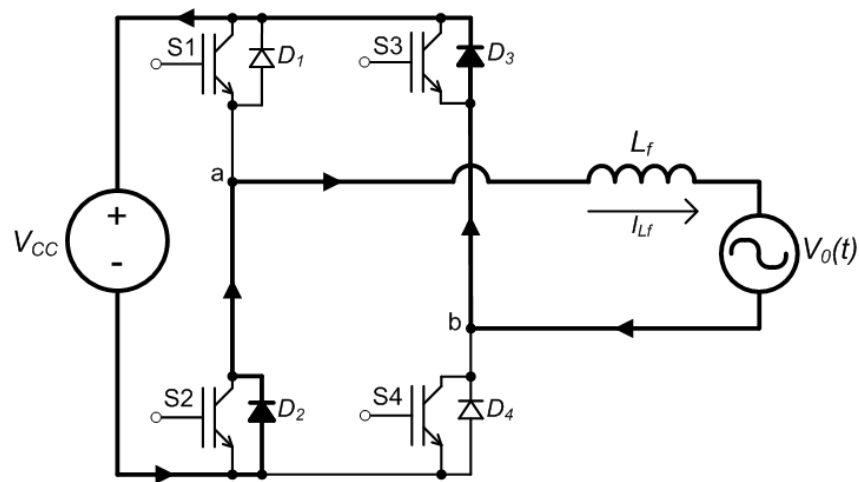


Figura 7: Segunda etapa de operação.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

As características estáticas dessa etapa de operação são:

- L_f fornece energia para a rede elétrica e para a fonte de entrada;
- A corrente em L_f decresce a uma taxa $-\left[\frac{V_{CC}-V_0(t)}{L_f}\right]$;
- A tensão sobre os diodos D_1 e D_3 é $-V_{CC}$.

As principais formas de onda do inversor das etapas de operação a dois níveis no semiciclo positivo da tensão estão mostradas na Figura 8.

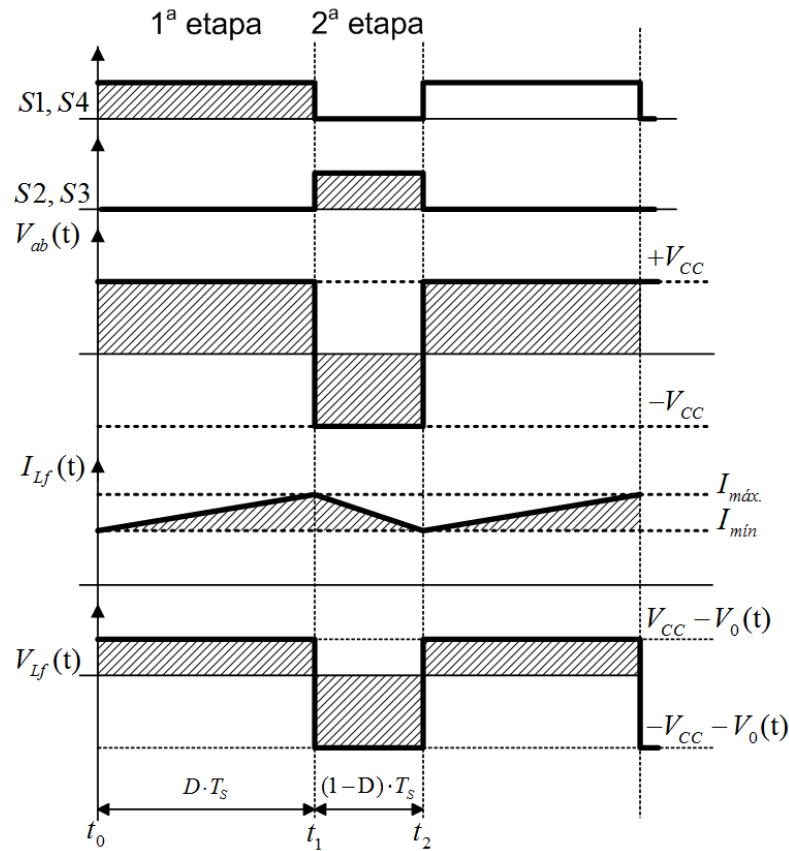


Figura 8: Principais forma de onda para modulação PWM a dois níveis.

Fonte: (MACCARINI, 2009).

Diferentemente da modulação a três níveis, as chaves comutam uma vez em um período T_S . Desse modo, a frequência da tensão V_{ab} de saída é a mesma que a frequência de comutação das chaves.

A partir das formas de onda da Figura 8, obtém-se a tensão média entre os pontos a e b , para um período de comutação, apresentada na expressão (22)

$$V_{ab} = \frac{V_{CC} \cdot D \cdot T_S - (1 - D) \cdot V_{CC} \cdot T_S}{T_S} \quad (22)$$

Substituindo a Equação (8) em (22) e isolando D , resulta na expressão (23) que representa a variação da razão cíclica em função do ângulo θ da componente fundamental de tensão

$$D(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{V_{0p} \cdot \text{sen}(\theta)}{V_{CC}} + 1 \right] \quad (23)$$

Considerando o índice de modulação definido pela expressão (10) e a Equação

ção (23) resulta na expressão (24)

$$D(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot M \cdot \text{sen}(\theta). \quad (24)$$

A partir da análise da segunda etapa de operação, apresentada na Figura 7, obtém-se a expressão (25), que representa a queda de tensão sobre o indutor

$$V_{CC} - V_0(t) = L_f \cdot \frac{di_{L_f}(t)}{dt} = L_f \cdot \frac{\Delta I_{L_f}}{\Delta t} \quad (25)$$

onde ΔI_{L_f} é a variação de corrente no indutor L_f e é dada por

$$\Delta I_{L_f} = I_{\text{máx}} - I_{\text{mín}}. \quad (26)$$

O tempo de comutação das chaves na primeira etapa é dado pela expressão (27)

$$\Delta t = D(\theta) \cdot T_S. \quad (27)$$

Substituindo (6) e (27) em (25), resulta na expressão (28)

$$\frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f}}{T_S} = D(\theta) \cdot [V_{CC} - V_{0p} \cdot \text{sen}(\theta)]. \quad (28)$$

Aplicando (23) em (28), obtém-se a expressão (29)

$$\frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f}}{V_{CC} \cdot T_S} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{V_{0p}}{V_{CC}} \cdot \text{sen}(\theta) \right]^2. \quad (29)$$

Definindo o termo da direita da expressão (29) como ondulação de corrente normalizada e aplicando a Equação (10), obtém-se (30)

$$\overline{\Delta I_{L_f}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot M^2 \cdot \text{sen}^2(\theta). \quad (30)$$

De acordo com (MACCARINI, 2009), o valor máximo da ondulação de corrente normalizada sempre ocorre em $\theta = 0$, $\theta = \pi$ e $\theta = 2\pi$. Logo, $\overline{\Delta I_{L_f \text{máx}}} = 0,5$. Portanto, de (29) e (30) tem-se, para o pior caso,

$$\frac{L_f \cdot \Delta I_{L_f}}{T_S} = 0,5. \quad (31)$$

Para determinação de L_f , a partir de (31), basta substituir o valor da tensão do barramento CC (V_{CC}), a frequência de comutação, sendo que por definição $f_s = 1/T_s$, a ondulação desejada para a corrente no indutor (ΔI_{L_f}) e resolver para L_f . Assim, tem-se (32)

$$L_f = \frac{0,5 \cdot V_{CC}}{\Delta I_{L_f} \cdot f_s}. \quad (32)$$

4.1.2 SEGUNDA METODOLOGIA

Geralmente, os procedimentos de projetos são realizados a partir de uma ondulação desejada para a corrente no indutor. Com o filtro projetado, verifica-se, através de simulação, se a DHT_i máxima de interesse é atendida. Se não for atendida, o filtro deve ser reprojeto. A metodologia proposta por (NARDI *et al.*, 2014) parte da especificação da DHT_i procurando evitar o reprojeto do filtro.

Neste método, parte-se da DHT_i desejável e da corrente fundamental I_1 mínima a ser injetada na rede. A partir destes dados, se obtém o valor de corrente harmônica RMS I_{hrms} . Com base na I_{hrms} , se determina o valor máximo de pico de ondulação de corrente no indutor e, dessa forma, se calcula uma indutância que forneça um DHT_i menor ou igual ao valor especificado por norma (NARDI *et al.*, 2014).

Considerando um inversor *full-bridge*, conectado à rede, como mostra a Figura 9, V_{CC} representa a tensão no barramento CC e V_0 a tensão na rede no ponto de conexão.

Segundo (NARDI *et al.*, 2014), é possível definir um valor RMS da corrente no indutor, em um período de PWM T_s , através da expressão (33). Esta expressão é composta por duas parcelas, I_{hrms} referente a componente RMS devido as harmônicas e I_m referente ao valor médio da corrente no indutor

$$I_{rms} = \sqrt{I_m^2 + I_{hrms}^2}. \quad (33)$$

A parcela referente à corrente média I_m é desconsiderada, pois o objetivo é relacionar a corrente harmônica I_{hrms} e a DHT_i . Com a expressão (34), é possível definir uma relação entre a DHT_i e I_{hrms}

$$I_{hrms} = DHT_i \cdot I_1. \quad (34)$$

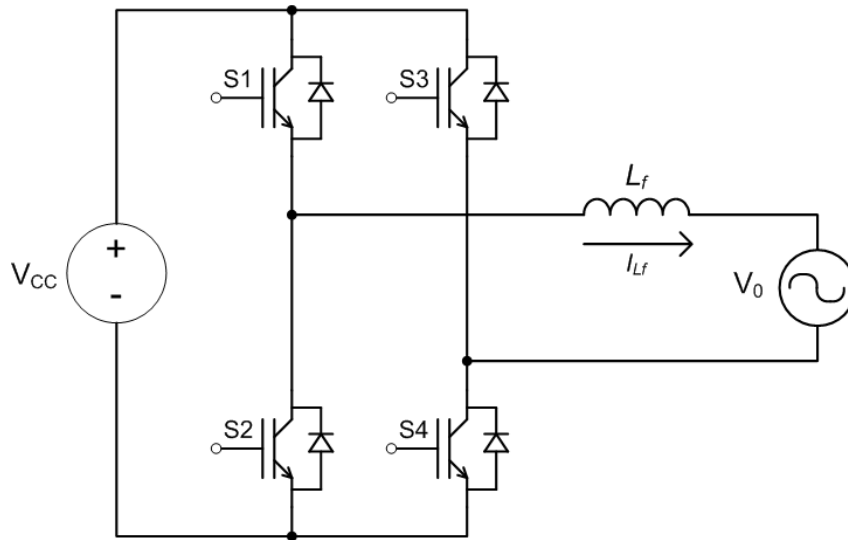


Figura 9: Inversor *full-bridge* monofásico com filtro L conectado à rede.

Fonte: (NARDI *et al.*, 2014).

Desse modo, tem-se a premissa básica e o objetivo passa a ser relacionar a ondulação de corrente Δi_p do indutor com I_{hrms} , onde I_1 é a corrente fundamental a ser injetada na rede.

4.1.2.1 MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

As premissas de projeto serão apresentada para o semi-ciclo positivo da tensão da rede. Assim, T_{on} é o tempo em que as chaves S1 e S4 estão conduzindo enquanto $T_{off} = T_s - T_{on}$, onde T_s é o período de PWM, é o tempo em que as chaves S2 e S4 estão conduzindo. Os pares S1-S2 e S3-S4 comutam de maneira complementar.

Para a modulação a três níveis, considerando-se tensão média sobre o indutor nula, durante um intervalo de tempo T_s , a ondulação de corrente sobre o indutor é mostrada na Figura 10. O pico da ondulação de corrente ocorre em $T_{on}/2$ quando a tensão da rede V_0 é máxima, isto é, (V_{0p}). Essa condição é necessária para que a corrente média neste intervalo seja constante.

A tensão sobre o indutor nesse instante é dada através da expressão

$$V_{L_f} = V_{CC} - V_{0p} \quad (35)$$

enquanto o índice de modulação (M) é definido por

$$M = \frac{V_{0p}}{V_{CC}}. \quad (36)$$

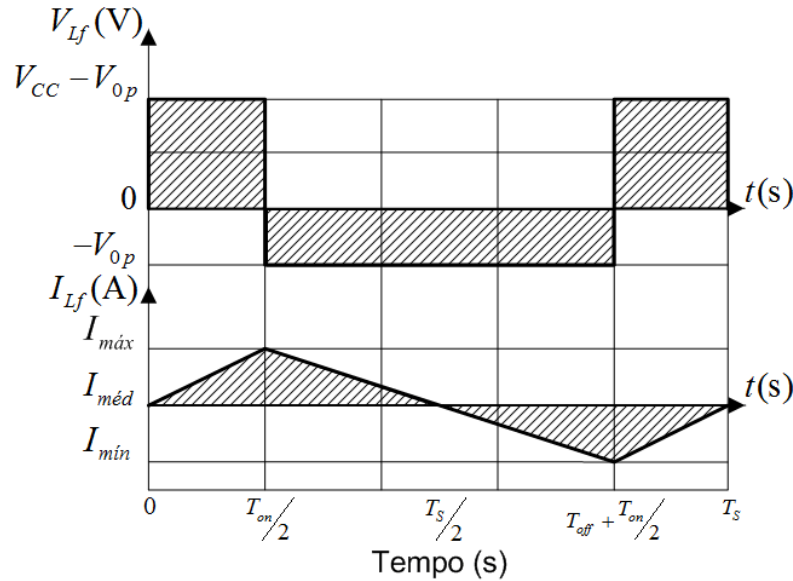


Figura 10: Tensão e corrente no indutor para modulação a três níveis quando a tensão da rede é máxima.

Fonte: (NARDI *et al.*, 2014).

Isolando V_{CC} de (36) e substituindo em (35), a tensão sobre o indutor pode ser expressa através de

$$V_{L_f} = V_{CC} \cdot (1 - M). \quad (37)$$

Com o auxílio da Figura 10, pode-se determinar o valor de I_{hrms} . As retas que formam a aproximação da ondulação de corrente no indutor possuem coeficientes angulares diferentes. Estes coeficientes são a_1 , entre 0 e $T_{on}/2$, e a_2 , entre $T_{on}/2$ e $(T_{off} + T_{on}/2)$, respectivamente. Os coeficientes lineares associados a essas retas são, respectivamente, $b_1 = 0$ e $b_2 = a_2 \cdot T_s/2$.

A reta a_1 intercepta a reta a_2 no instante $T_{on}/2$. Dessa forma, pode-se definir a_2 em função de a_1 através da expressão

$$a_2 = \frac{a_1 \cdot T_{on}}{T_s - T_{on}}. \quad (38)$$

Para a modulação a três níveis, as expressões (39) e (40) são válidas, isto é,

$$T_{on} = M \cdot T_s \quad (39)$$

e

$$T_s = T_{on} + T_{off}. \quad (40)$$

Assim, a relação necessária para se determinar do valor eficaz de I_{hrms} é

dada por

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{\frac{M \cdot T_S}{2}} 2 \cdot (a_1 \cdot t)^2 dt + \frac{1}{T_S} \cdot \int_{\frac{M \cdot T_S}{2}}^{\frac{T_S}{2}} 2 \cdot \left(\frac{2 \cdot a_1 \cdot T_{on}}{T_S - T_{on}} \left(\frac{T_S}{2} - t \right) \right)^2 dt.} \quad (41)$$

A resolução das integrais da expressão (41), resultam em

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{3 \cdot a_1^2 \cdot M^2 \cdot T_S^2}{36}}. \quad (42)$$

Pode-se determinar o valor do pico da ondulação de corrente (i_p), que ocorre em $T_{on}/2$, como mostra na Figura 10, através da expressão

$$i_p = a_1 \cdot \frac{M \cdot T_S}{2}. \quad (43)$$

Isolando a_1 em (43) e substituindo em (42), resulta na expressão

$$I_{hrms} = \frac{i_p}{\sqrt{3}}. \quad (44)$$

Uma vez determinado o valor I_{hrms} máximo admissível, segundo a expressão (34), obtém-se o valor de pico da ondulação de corrente (i_p) no indutor em um período T_s .

Considerando-se que, o valor médio da tensão sobre o indutor, durante o período de PWM T_S , é nulo, tem-se

$$V_{L_f} \cdot \Delta t = L_f \cdot \Delta i \quad (45)$$

que fornece

$$L_f = \frac{V_{L_f} \cdot \Delta t}{\Delta i}. \quad (46)$$

Considere, na Figura 10, o intervalo de tempo entre $t = 0$ e $t = T_{on}/2$. Uma vez que, para esta situação, V_{L_f} é dado por (37), $\Delta t = T_{on}/2$, T_{on} é dado por (39), $T_s = 1/f_s$ e $\Delta i = i_p$, a partir de (46) obtém-se o valor do indutor de filtro L_f . Isto é,

$$L_f = \frac{M \cdot V_{CC} \cdot (1 - M)}{2 \cdot i_p \cdot f_s}. \quad (47)$$

4.1.2.2 MODULAÇÃO A DOIS NÍVEIS

No caso da modulação a dois níveis, a variação de corrente sobre o indutor L_f , em um intervalo de tempo T_s , considerando-se tensão média no indutor igual a zero, é mostrada na Figura 11. Neste caso, o pico da corrente de ondulação ocorre em $T_s/4$. Diferentemente, do caso com modulação a três níveis, o pico de corrente ocorre quando a tensão da rede é nula. Nesta modulação, nos intervalos $t = 0$ até $t = T_s/4$ e $t = 3T_s/4$ até T_s as chaves S1 e S4 estão conduzindo enquanto as chaves S2 e S3 estão bloqueadas. Entre $t = T_s/4$ e $t = 3T_s/4$ as chaves S2 e S3 estão conduzindo enquanto S1 e S4 estão bloqueadas.

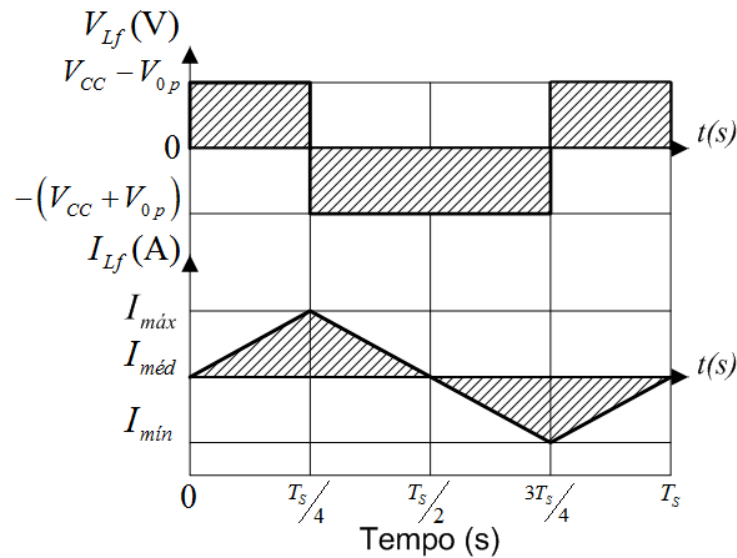


Figura 11: Tensão e corrente no indutor para modulação a dois níveis quando a tensão da rede é nula.

Fonte: (NARDI *et al.*, 2014).

Com o auxílio da Figura 11, é possível calcular o valor eficaz de I_{hrms} através da Equação (48), em que o valor de I_{hrms} considera apenas as componentes harmônicas de corrente.

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{T_s/4} 4 \cdot (a \cdot t)^2 dt \right)} \quad (48)$$

onde a é o coeficiente angular da reta entre o intervalo de tempo de $t = 0$ a $t = T_s/4$. Manipulado e resolvendo a integral obtém-se

$$I_{hrms} = \sqrt{\frac{a^2 \cdot T_s^2}{48}} \quad (49)$$

Da Figura 11, o pico de corrente ocorre em $T_s/4$. Logo,

$$i_p = a \cdot \frac{T_s}{4} \quad (50)$$

Deste modo, isolando a em (50) e substituindo em (49) obtém-se

$$I_{hrms} = \frac{i_p}{\sqrt{3}} \quad (51)$$

Uma vez determinada a I_{hrms} , através da Equação (34), e substituindo este valor na Equação (51), obtém-se o valor de pico da ondulação de corrente no indutor (i_p), em um intervalo de PWM T_s .

Novamente, supondo que a tensão média sobre o indutor seja nula no intervalo T_s , tem-se

$$V_{L_f} \Delta t = L_f \Delta i. \quad (52)$$

Isolando L_f em (52) resulta em

$$L_f = \frac{V_{L_f} \cdot \Delta t}{\Delta i}. \quad (53)$$

Considere, na Figura 11, o intervalo de tempo entre $t = 0$ e $t = T_s/4$. Uma vez que, para esta situação, $V_{L_f} = V_{CC}$, $\Delta t = T_s/4$, $T_s = 1/f_s$ e $\Delta i = i_p$, a partir de (53) obtém-se o valor do indutor de filtro L_f . Isto é,

$$L_f = \frac{V_{CC}}{4 \cdot f_s \cdot i_p} \quad (54)$$

4.1.3 PROJETO DE FILTROS TRIFÁSICOS L

As duas metodologias apresentadas são aplicáveis para o projeto de filtros L para sistemas monofásicos. Para o projeto de filtros trifásicos do tipo L, considera-se um sistema monofásico com a corrente de linha e tensão de fase do sistema trifásico e utiliza-se as metodologias descritas. Após a determinação da indutância do filtro, utiliza-se um indutor por fase, conforme o projeto monofásico realizado (MORAN *et al.*, 1995), (VOLTOLINI, 2007), (ORTMANN, 2008), (SILVA, 2010), (CORTEZ, 2012), (SOARES, 2012), (ARAÚJO, 2012), (JACOB, 2013).

4.2 FILTRO LC

Para o projeto de filtros LC, (MARTINS; BARBI, 2008) apresentam o projeto de um filtro de saída para um inversor com modulação PWM senoidal, como mostra a Figura 12. Essa metodologia se baseia na resposta de frequência do filtro.

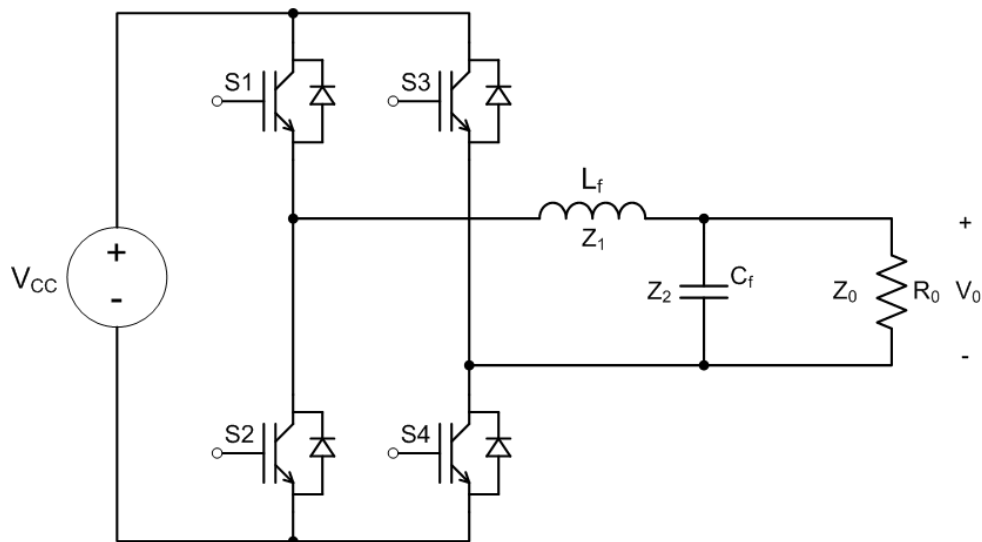


Figura 12: Inversor de tensão com filtro LC de saída.

Fonte: (MARTINS; BARBI, 2008).

Analisando o circuito da Figura 12, a relação de saída/entrada do circuito é dada pela expressão (55)

$$\frac{V_0}{V_{CC}} = \frac{Z_{eq}}{Z_1 + Z_{eq}} \quad (55)$$

onde

$$Z_{eq} = \frac{Z_2 \cdot Z_0}{Z_2 + Z_0}. \quad (56)$$

Considerando carga resistiva e aplicando a transformada de Laplace

$$Z_1 = sL_f; \quad Z_2 = \frac{1}{sC_f}; \quad Z_0 = R_0. \quad (57)$$

Levando os valores de (57) em (56) resulta em

$$Z_{eq} = \frac{R_0}{1 + sC_f R_0}. \quad (58)$$

Substituindo os valores de (58) em (55), obtém-se

$$\frac{V_0}{V_{CC}}(s) = \frac{R_0/(1 + sC_f R_0)}{sL_f + R_0/(1 + sC_f R_0)}. \quad (59)$$

Manipulando a expressão (59), resulta em

$$\frac{V_0}{V_{CC}}(s) = \frac{1}{s^2 L_f C_f + s \frac{L_f}{R_0} + 1}. \quad (60)$$

Passando para o domínio da frequência, onde $s = j\omega$ e $s^2 = -\omega^2$

$$\frac{V_0}{V_{CC}}(j\omega) = \frac{1}{-\omega^2 L_f C_f + j\omega \frac{L_f}{C_f} + 1}. \quad (61)$$

Por definição, a frequência angular natural (ω_0) de oscilação do filtro LC e o fator de amortecimento (ζ), respectivamente, são

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}, \quad (62)$$

$$\zeta = \frac{1}{2R_0} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}. \quad (63)$$

Manipulando as expressões (62) e (63), e substituindo na expressão (61), obtém-se

$$\frac{V_0}{V_{CC}}(j\omega) = \frac{1}{\frac{-\omega^2}{\omega_0^2} + j2\zeta \frac{\omega}{\omega_0} + 1}. \quad (64)$$

Segundo (MARTINS; BARBI, 2008), o projeto do filtro é realizado considerando carga puramente resistiva. Deste modo, se inicia determinando a resistência equivalente da carga para o procedimento dos cálculos de L_f e C_f . Geralmente, a saída do inversor é uma impedância Z_0 . Assim, assume-se que seu módulo é uma resistência de mesmo valor

$$R_0 = |Z_0| = \frac{V_{0_{1ef}}^2}{P_0} \cos \phi, \quad (65)$$

onde $V_{0_{1ef}}$ é o valor eficaz da componente fundamental de tensão de saída, P_0 é a potência nominal de saída do inversor e $\cos \phi$ é o fator de potência da carga.

Adota-se um valor para o fator de amortecimento (ζ) não inferior a 0,707 e

não superior a 1 e a frequência de ressonância (f_0) deve ficar uma década abaixo da frequência de comutação e uma década acima da frequência fundamental da tensão de saída do inversor (tipicamente, 60 Hz).

Manipulando a Equação (63), obtém-se a expressão do indutor L_f em função do capacitor C_f

$$L_f = 4R_0^2 \zeta^2 C_f. \quad (66)$$

Substituindo (66) em (62), assumindo que $\omega_0 = 2\pi f_0$, após substituições que se fizerem necessárias, chega-se as relações para o cálculo de C_f

$$C_f = \frac{1}{4\pi \zeta f_0 R_0}. \quad (67)$$

Finalmente, de (62) e de (67), após algumas manipulações, calcula-se L_f . Isto é,

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_f}. \quad (68)$$

4.2.1 PROJETO DE FILTROS TRIFÁSICOS LC

A metodologia descrita refere-se ao projeto de um filtro para um inversor monofásico. Para sistemas trifásicos, utiliza-se o mesmo procedimento de cálculo, sendo que o filtro será composto por três filtros monofásicos com os capacitores conectados em estrela (Y). (RYU *et al.*, 2002), (AHMED *et al.*, 2007), (MIRANDA, 2007), (WANG *et al.*, 2010), (RAMTEKE; PATIL, 2014).

A maioria da literatura apresenta filtros trifásicos com os capacitores conectados em Y. Neste trabalho, o filtro será projetado como descrito considerando a saída em Y e será avaliado o desempenho do filtro caso os capacitores estejam conectados em delta (Δ). Para isso, será considerada a transformação de impedância da configuração em estrela para equivalente delta.

4.3 FILTRO LCL

Uma dificuldade encontrada para o projeto desse filtro é como definir um bom critério para escolha dos parâmetros de projeto devido à necessidade de se manter o fator de potência alto o suficiente, ao mesmo tempo que não se leve o sistema a ressonância. Além disso há questões relativas às perdas produzidas pelos indutores quando o filtro é empregado em aplicações de baixa potência, pois perdas elevadas levam o sistema a ter baixo rendimento (ARAUJO *et al.*, 2007), (BARBOSA, 2011), (JÚNIOR, 2013).

Nesta seção, é apresentada uma metodologia de projeto de filtro LCL baseada em (LISERRE *et al.*, 2001) e (KRUG *et al.*, 2004) que usam como premissa básica a limitação da ondulação de corrente no indutor. Essa metodologia é desenvolvida com base em um sistema trifásico, pois o filtro LCL, geralmente, é empregado neste tipo sistema. A Figura 13 apresenta o inversor considerado para o projeto.

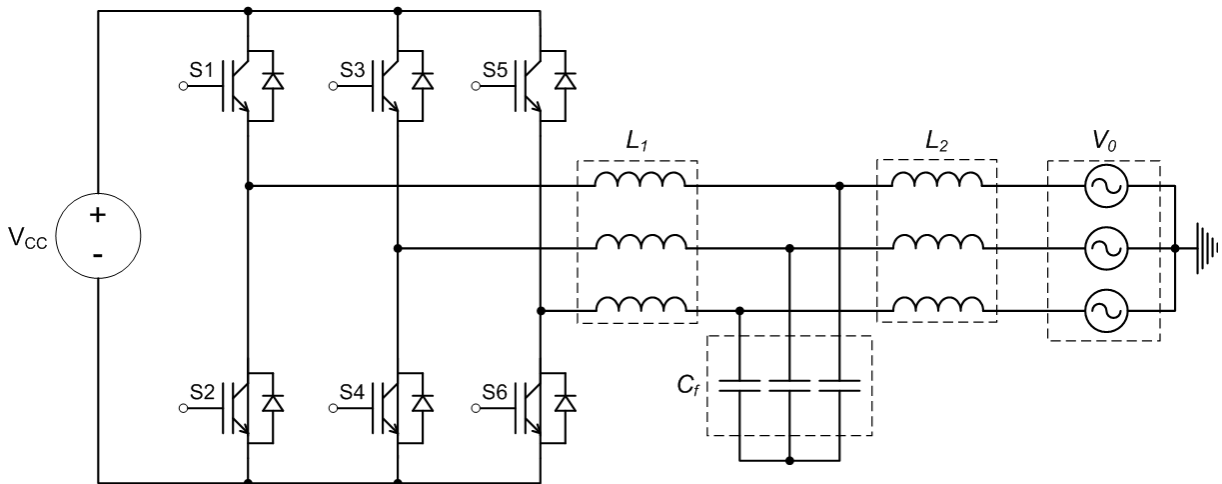


Figura 13: Inversor trifásico considerado nos cálculos do filtro LCL.

Fonte: (LISERRE *et al.*, 2001).

A partir das especificações do sistema que são potência nominal do inversor (P_0), tensão *RMS* de linha (V_0), frequência que se deseja sintetizar (f_r) e a frequência de comutação do inversor (f_s), determinam-se os valores de impedância base (Z_b) e capacitância base (C_b) utilizadas para cálculos dos componentes do filtro segundo as expressões (69) e (70).

$$Z_b = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (69)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_n} \quad (70)$$

onde $\omega_n = 2\pi f_r$ é a frequência angular da rede. Deste modo, o projeto do filtro LCL é realizado com base em três critérios para alcançar valores aceitáveis dos seus parâmetros:

1. O valor da impedância do indutor L_1 (X_{L_1}) deve ser inferior a 10% da impedância de base para limitar a queda de tensão (LISERRE *et al.*, 2001);
2. O valor da capacitância C_f do filtro é limitado de modo que a potência reativa absorvida da rede seja inferior a 5%, em condições nominais de operação do sistema (LISERRE *et al.*, 2001);
3. A frequência de ressonância (f_{res}) deve permanecer na faixa de dez vezes a frequência da rede e a metade da frequência de comutação, como mostrado na Equação (71). Esse critério visa evitar problemas de ressonâncias (LISERRE *et al.*, 2001).

$$10 \cdot f_r < f_{res} < \frac{f_s}{2}. \quad (71)$$

Mantendo o valor de f_{res} dentro dessa faixa torna-se mais difícil a excitação dos modos oscilatórios do filtro pela interação com os harmônicos de alta frequência ou com os de baixa frequência presentes na rede (LISERRE *et al.*, 2001), (BARBOSA, 2011), (ARAÚJO, 2012) (JÚNIOR, 2013).

Para se obter o indutor no lado do conversor L_1 , deve-se definir um percentual máximo para a ondulação de corrente (Δi_{L_1} (%)) admissível que, juntamente com a potência do inversor (P_0) e a tensão nominal de linha da rede (V_0), fornece a ondulação de corrente máxima tolerável (ΔI_{L_1}). Isto é,

$$\Delta I_{L_1} = \Delta i_{L_1} (\%) \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_0}{3 \cdot \frac{V_0}{\sqrt{3}}} \right), \quad (72)$$

onde $\Delta I_{L_1} = I_{máx} - I_{mín}$.

Obtém-se, então, o valor de L_1 através da expressão (73) (KRUG *et al.*, 2004).

$$L_1 = \frac{V_0}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_1}}. \quad (73)$$

A porcentagem da impedância X_{L_1} em relação a Z_b é dada por (74)

$$\%X_{L_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_1}{Z_b}. \quad (74)$$

Caso esse percentual seja maior do que 10%, deve-se adotar um valor menor que o escolhido para ΔI_{L_1} (%) e calcula-se, novamente, ΔI_{L_1} .

Para o cálculo do capacitor C_f , é levada em consideração a potência reativa absorvida pelo filtro em condições nominais de operação. Assim,

$$C_f = X_f \cdot C_b, \quad (75)$$

onde X_f representa o percentual da potência reativa absorvida.

O valor da indutância do lado da rede (L_2) é calculado de acordo com a expressão

$$L_2 = r \cdot L_1, \quad (76)$$

onde, a variável r representa a relação entre as indutâncias L_1 e L_2 . O valor de r é obtido de acordo com a expressão

$$\frac{I_{2(h)}}{I_{1(h)}} = \frac{1}{|1 + r \cdot (1 - C_b \cdot L_1 \cdot \omega_s^2 \cdot X_f)|}, \quad (77)$$

onde I_{1h} e I_{2h} são correntes harmônicas na frequência de comutação dos indutores L_1 e L_2 , respectivamente e $\omega_s = 2\pi f_s$. Essa relação, segundo (LISERRE *et al.*, 2001), deve ter um valor inferior a 20%.

A Figura 14 apresenta um gráfico para valores típicos de atenuação do harmônico de corrente à frequência de comutação em função de r .

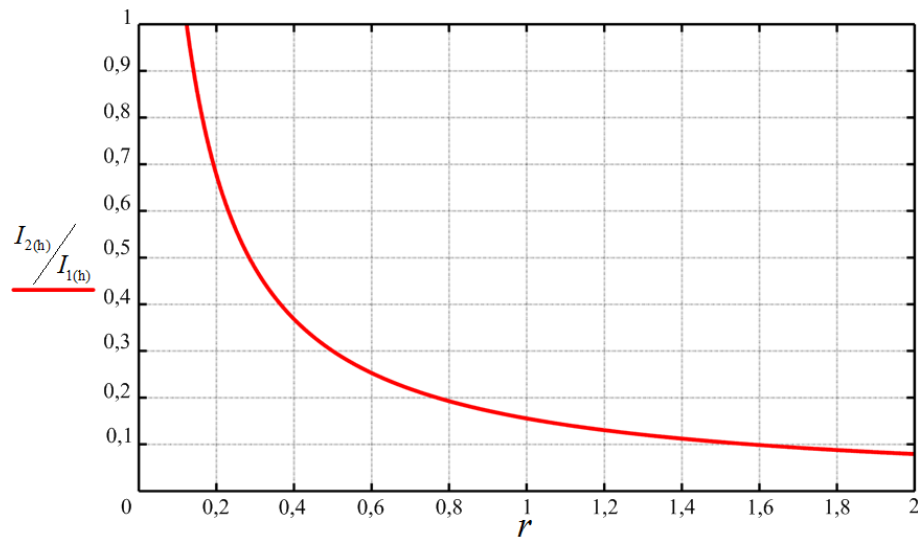


Figura 14: Relação entre a atenuação do harmônico de corrente à frequência de comutação e r (relação das indutâncias L_1 e L_2).

Fonte: (LISERRE *et al.*, 2001).

Com os valores de L_1 , L_2 e C_f obtidos, pode-se calcular a frequência de ressonância expressa por

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{L_2 + L_1}{L_2 \cdot L_1 \cdot C_f}} \quad (78)$$

O valor da frequência de ressonância deve satisfazer o terceiro critério, expresso em (71). Caso contrário, deve-se alterar o valor do capacitor C_f .

Assim como no caso dos filtros LC trifásicos, os capacitores dos filtros LCL trifásicos também podem ser conectados em estrela (Y) ou em delta (Δ). A configuração em Y é a mais utilizada na literatura (LISERRE *et al.*, 2001), (WANG; MA, 2013), (NETO, 2005), (GABE, 2008), (JÚNIOR, 2013). A fim de comparar os resultados de filtros com capacitores em Y e em Delta, será realizado um exemplo de projeto, considerando a configuração em Y e, na sequência, após a transformação de impedâncias para Δ , o filtro será simulado para verificar seu comportamento em relação a atenuação harmônica.

4.3.1 PROJETO DE FILTROS MONOFÁSICOS LCL

O procedimento de projeto apresentado foi concebido para sistemas trifásicos. Não se encontrou uma metodologia de projeto para sistemas monofásicos. Assim, essa metodologia será também empregada para sistemas monofásicos para a

verificação de sua eficácia nestes casos. Para isso, dadas as especificações de um sistema monofásico, estas serão replicadas para as fases adicionais para o desenvolvimento do projeto. Ao final, serão utilizados os valores de indutores e capacitor calculados na simulação de um inversor monofásico.

No desenvolvimento do projeto do filtro trifásico, o cálculo do indutor L_1 é realizado considerando a tensão linha. Todavia, para o caso monofásico, considera-se a tensão de fase. Assim, a equação (73) é modificada para

$$L_1 = \frac{V_0}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_1}}. \quad (79)$$

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou as metodologias de projeto para os filtros de saída de inversores. Para o projeto do filtro L, foram encontradas duas metodologias de projeto que são de fácil aplicação. Para os filtros LC e LCL, encontrou-se apenas uma metodologia de projeto para cada tipo de filtro.

No caso do filtro L, a primeira metodologia apresentada baseia-se na especificação da ondulação de corrente e o conversor utilizado emprega uma modulação que dobra a frequência da tensão sobre o indutor. Com isso, há uma redução do tamanho do indutor quando comparado com um inversor que utilize uma modulação em que a frequência da tensão sobre o indutor seja a mesma do acionamento das chaves para uma mesma ondulação de corrente. Todavia, os procedimentos utilizados na obtenção das equações foram detalhados e pode-se, facilmente, alterar as equações para o caso em que a frequência de saída do PWM seja a mesma do acionamento das chaves. Já a segunda metodologia para o projeto do filtro L se diferencia pois, parte diretamente da especificação da taxa de distorção harmônica desejada na corrente de saída do inversor. Isto é interessante uma vez que diversas normas especificam este valor. Em ambas as metodologias, abordou-se modulação a dois e três níveis.

Para o projeto do filtro LC apresentou uma metodologia baseada na resposta em frequência. Neste caso, não há uma relação direta entre a distorção harmônica de tensão e a ondulação da tensão. A distorção da forma de onda de saída deve ser verificada por simulação a cada projeto. Caso não esteja dentro do valor desejado, o filtro deve ser reprojetoado.

O projeto do filtro LCL é realizado a partir de três critérios, que podem ou não levar a um filtro que atenda as necessidades do projetista. É um projeto interativo, o qual também não parte da especificação de uma taxa de distorção harmônica. Ao final do projeto, esta deve ser verificada por simulação bem como outras questões tais como, por exemplo, fator de potência. Há etapas no projeto do filtro em que o projetista deve fazer algumas escolhas que, dependendo de como são realizadas, podem levar a um filtro que não atenda as expectativas.

O próximo capítulo apresentará exemplos das metodologias apresentadas bem como simulações computacionais para efeitos de verificação da atenuação dos filtros projetados.

5 EXEMPLOS DE PROJETOS

Este capítulo exemplifica as metodologias de projeto de filtros descritas no capítulo anterior. Para o projeto dos filtros L e LCL são considerados sistemas monofásicos com modulação a dois e a três níveis. No caso trifásico é considerada a modulação a três níveis por ser a mais comum nesta aplicação. Para o filtro LC monofásico e trifásico, optou-se pela modulação a três níveis, visto que na proposta original da metodologia de projeto nada é mencionado sobre a modulação empregada e esta modulação é a mais recorrente, atualmente. Para propósitos de comparação, os inversores têm a mesma tensão de barramento CC e a mesma potência por fase. Assim, um filtro projetado para um sistema monofásico poderá ser comparado com o mesmo filtro quando aplicado a uma das fases de um inversor trifásico.

A verificação do desempenho dos filtros projetados será realizada através de simulações no *software* PSIM onde será analisada a redução do conteúdo harmônico do sinal de saída de interesse. As simulações serão realizadas em malha aberta para que não se tenha influências na dinâmica dos filtros devido ao uso de controladores. Os resultados serão confrontados com as especificações presentes nas normas de qualidade de energia descritas no trabalho.

As especificações dos inversores monofásico e trifásico estão descritas na Tabela 10. Estas especificações serão necessárias no projeto do filtros.

Tabela 10: Parâmetros dos inversores monofásico e trifásico

Parâmetro	Descrição	Sistema monofásico	Sistema trifásico
P_0	Potência do inversor	3 kW	9 kW
V_{CC}	Tensão no barramento CC	350 V	350 V
f_s	Frequência de comutação	10 kHz	10 kHz
V_0	Tensão de saída ou da rede	127 V de fase	220 V de linha
f_r	Frequência fundamental sintetizada	60 Hz	60 Hz

A Figura 15(a) apresenta a estrutura do inversor monofásico utilizado nas simulações, enquanto a Figura 15(b) apresenta o inversor trifásico.

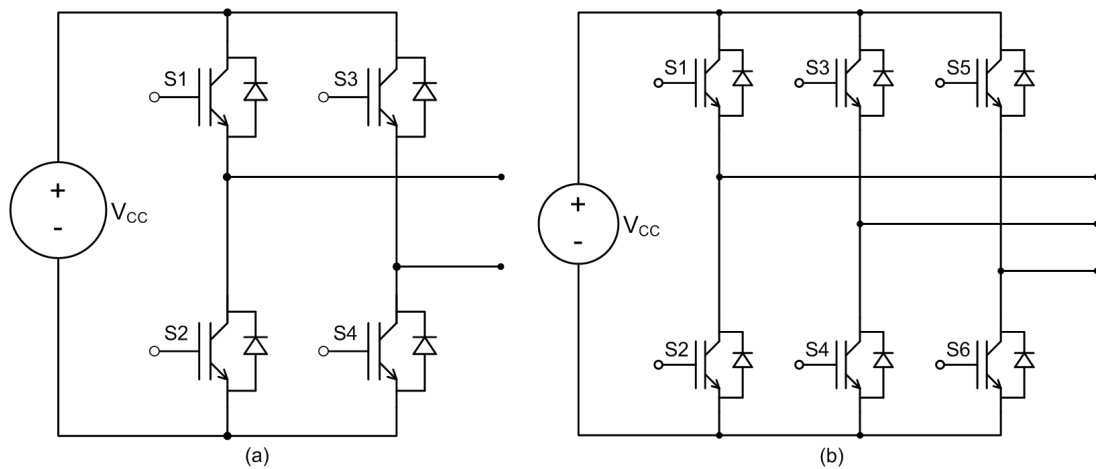


Figura 15: Configuração dos inversores utilizados: (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.

Fonte: Autoria Própria.

Na sequência, será apresentado um exemplo de projeto, para cada tipo de filtro, seguindo as metodologias estudadas, para inversores monofásicos e trifásicos.

5.1 FILTRO L

5.1.1 PRIMEIRA METODOLOGIA

A primeira metodologia proposta por (MACCARINI, 2009) descreve o projeto do filtro L para um inversor monofásico empregado na conexão com a rede elétrica. Nessa sessão, serão desenvolvidos exemplos de projetos para sistemas monofásico com modulação a três e a dois níveis. Na sequência o filtro projetado será empregado em um conversor trifásico.

5.1.1.1 SISTEMA MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

Com as especificações iniciais da Tabela 10, calcula-se a tensão de pico e a corrente de pico através das expressões (80) e (82), respectivamente,

$$V_{0p} = V_0 \cdot \sqrt{2} = 179,605 \text{ V}, \quad (80)$$

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} = 23,622 \text{ A}, \quad (81)$$

$$I_{0P} = I_0 \cdot \sqrt{2} = 33,407 \text{ A.} \quad (82)$$

A partir do valor da corrente de pico injetada na rede, calcula-se a máxima ondulação de corrente no indutor. De acordo com (MACCARINI, 2009), a máxima ondulação deve ser de até 10% da corrente de pico calculada. Nesse projeto será considerado um valor de 5% da máxima corrente de pico injetada na rede. Com isso,

$$\Delta I_{Lf} = 0,05 \cdot I_{0P} = 0,05 \cdot 33,407 = 1,67 \text{ A.} \quad (83)$$

Segundo (MACCARINI, 2009), a partir do valor da tensão de pico, determina-se o índice de modulação

$$M = \frac{V_{0P}}{V_{CC}} = 0,513. \quad (84)$$

Normalizando o valor da ondulação de corrente no indutor, conforme a expressão (18), para o valor calculado de M e, com a variação do ângulo θ de 0 rad/s a $\pi \text{ rad/s}$, resulta no gráfico da Figura 16.

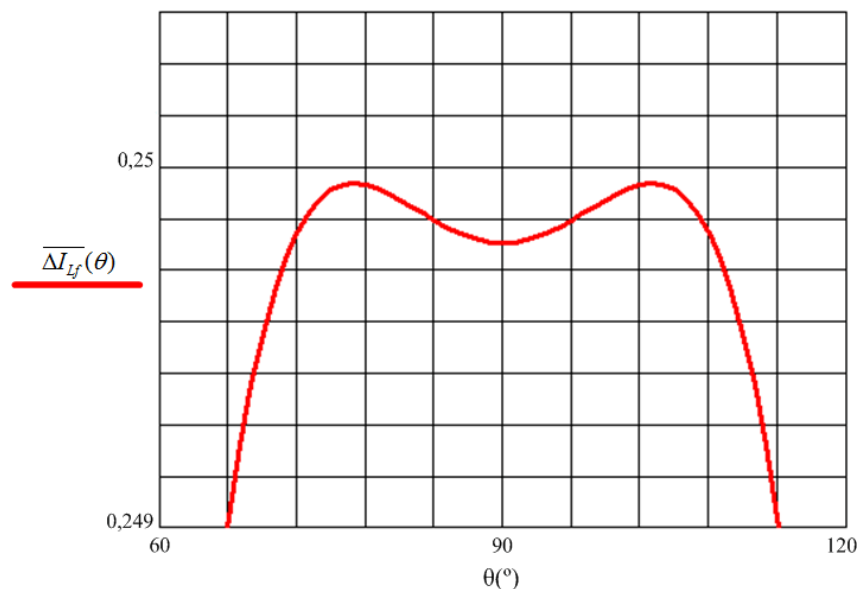


Figura 16: Ondulação da corrente normalizada em função de M .

Fonte: Autoria Própria.

A partir da expressão (20), determina-se o valor de θ para a máxima variação de corrente no indutor. Nesse caso, tem-se que $\theta = 77^\circ$ ou $\theta = 103^\circ$. Substituindo

esses valores na expressão (18), obtém-se

$$\overline{\Delta I_{L_{f_{\max}}}} = 0,25. \quad (85)$$

O valor da indutância pode ser obtido substituindo os valores na expressão (21)

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{L_{f_{\max}}}} \cdot V_{CC}}{2 \cdot \Delta I_{L_f} \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 350}{2 \cdot 1,67 \cdot 10000} = 2,619 \text{ mH}. \quad (86)$$

5.1.1.2 SISTEMA MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO A DOIS NÍVEIS

As especificações iniciais para a determinação do valor da indutância do filtro para modulação a dois níveis são os mesmos utilizados para o caso de modulação a três níveis. Desse modo, substituindo os valores, já calculados, na expressão (32), obtém-se

$$L_f = \frac{0,5 \cdot V_{CC}}{\Delta I_{L_f} \cdot f_s} = \frac{0,5 \cdot 350}{1,67 \cdot 10000} = 10 \text{ mH}. \quad (87)$$

5.1.1.3 SISTEMA TRIFÁSICO COM MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

Inicialmente, com os parâmetros do sistema, definidos na Tabela 10, os valores de pico da tensão de fase e corrente de fase são determinados

$$V_0 = \frac{V_0 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 180 \text{ V}, \quad (88)$$

$$I_{0_P} = \sqrt{2} \cdot \frac{P_0}{3 \cdot V_{0_Pf}} = \sqrt{2} \cdot \frac{9000}{3 \cdot 180} = 33,4 \text{ A}. \quad (89)$$

Considerando 5% de ondulação na corrente no indutor, o valor da ondulação máxima de corrente no indutor é dada por

$$\Delta I_{L_f} = 0,05 \cdot I_{0_P} = 1,67 \text{ A}. \quad (90)$$

O índice de modulação é determinado a partir do valor de pico da tensão de fase e a tensão de barramento

$$M = \frac{V_{0Pf}}{V_{CC}} = 0,513. \quad (91)$$

Novamente, derivando a expressão (18) em relação ao ângulo θ , para o valor fixo de M , obtém-se o valor do ângulo para a máxima variação de corrente no indutor. Como o valor de M permanece igual, $\theta = 103^\circ$ e

$$\overline{\Delta I_{Lf_{max}}} = 0,25. \quad (92)$$

Deste modo, o valor da indutância do filtro L para o sistema trifásico pode ser determinado por

$$L_f = \frac{\overline{\Delta I_{Lf_{max}}} \cdot V_{CC}}{2 \cdot \Delta I_{Lf} \cdot f_s} = \frac{0,25 \cdot 350}{2 \cdot 1,67 \cdot 10000} = 2,619mH. \quad (93)$$

5.1.2 SEGUNDA METODOLOGIA

A segunda metodologia utilizada para o projeto do filtro L é a proposta por (NARDI *et al.*, 2014).

5.1.2.1 SISTEMA MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

Esta metodologia utiliza as especificações do inversor, descritas na Tabela 10, para o cálculo da corrente RMS (I_1) injetada na rede (NARDI *et al.*, 2014). Isto é,

$$I_1 = \frac{P_0}{V_0} = 23,6 A. \quad (94)$$

Para o projeto, também deve-se especificar a DHT_i máxima admissível por norma para a corrente injetada na rede. Assim, definiu-se para este projeto $DHT_i = 5\%$ (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003). Com isso, a corrente harmônica RMS (I_{hrms}) é dada por

$$I_{hrms} = DHT_i \cdot I_1 = 1,18 A. \quad (95)$$

O valor de pico da ondulação da corrente no indutor é determinado por

$$i_p = I_{hrms} \cdot \sqrt{3} = 2,04 \text{ A.} \quad (96)$$

O índice de modulação é determinado a partir do pico da tensão de saída. Isto é,

$$V_{0p} = V_0 \cdot \sqrt{2} = 179,6 \text{ V} \quad (97)$$

Com isso, determina-se o índice de modulação

$$M = \frac{V_{0p}}{V_{CC}} = 0,513. \quad (98)$$

Substituindo os valores na expressão (47), calcula-se o valor da indutância do filtro. Isto é,

$$L_f = \frac{M \cdot V_{CC} \cdot (1 - M)}{2 \cdot i_p \cdot f_s} = \frac{0,513 \cdot 350 \cdot (1 - 0,513)}{2 \cdot 2,04 \cdot 10000} = 2,137 \text{ mH.} \quad (99)$$

5.1.2.2 SISTEMA MONOFÁSICO COM MODULAÇÃO A DOIS NÍVEIS

Como i_p permanece o mesmo para este tipo de modulação, substituindo-se os valores especificados na Tabela 10 na expressão (54), obtém-se

$$L = \frac{V_{CC}}{4 \cdot f_s \cdot i_p} = \frac{350}{4 \cdot 10000 \cdot 2,04} = 4,277 \text{ mH.} \quad (100)$$

5.1.2.3 SISTEMA TRIFÁSICO COM MODULAÇÃO A TRÊS NÍVEIS

Considerando as especificações da Tabela 10 determina-se a corrente de fase (I_1) injetada na rede

$$I_1 = \frac{P_0}{3 \cdot \frac{V_0}{\sqrt{3}}} = \frac{9000}{3 \cdot \frac{220}{\sqrt{3}}} = 23,62 \text{ A.} \quad (101)$$

A partir do limite de DHT_i aceitável por norma, neste caso $DHT_i = 5\%$, a corrente harmônica RMS é determinada

$$I_{hrms} = DHT_i \cdot I_1 = 1,18 \text{ A.} \quad (102)$$

Com isso, o valor de pico da ondulação da corrente no indutor é

$$i_p = I_{hrms} \cdot \sqrt{3} = 2,04 \text{ A.} \quad (103)$$

Como a tensão de pico de fase é dada por

$$V_{0Pf} = \frac{V_0 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (104)$$

o índice de modulação é

$$M = \frac{V_{0Pf}}{V_{CC}} = \frac{180}{350} = 0,513. \quad (105)$$

Portanto, o valor da indutância do filtro L para o sistema trifásico é

$$L_f = \frac{M \cdot V_{CC} \cdot (1 - M)}{2 \cdot i_p \cdot f_s} = \frac{0,513 \cdot 350 \cdot (1 - 0,513)}{2 \cdot 2,046 \cdot 10000} = 2,137 \text{ mH.} \quad (106)$$

A Tabela 11 apresenta os valores calculados nos exemplos de projetos de acordo com as duas metodologias para os sistemas monofásico e trifásico.

Tabela 11: Valores calculados para o filtro L

Sistema	Modulação	Parâmetro	(MACCARINI, 2009)	(NARDI <i>et al.</i> , 2014)
Monofásico	Três níveis	L_f (mH)	2,619	2,137
	Dois níveis	L_f (mH)	10	4,277
Trifásico	Três níveis	L_f (mH)	2,619	2,137

5.1.3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Para avaliar o desempenho do filtros projetados, foram realizadas simulações de inversores monofásicos e trifásicos com as características descritas na Tabela 10 acoplados à rede elétrica. Com base nas simulações calculou-se a DHT_i para verificar se está dentro das especificações das normas. Para complementar a análise, também se apresenta a FFT das formas de onda obtidas.

A Figura 17 apresenta a configuração do inversor acoplado à rede para os

sistemas monofásico e trifásico com modulação a três níveis. Para a simulação do sistema monofásico com modulação a três níveis é aplicada a sequência de comutação proposta em cada metodologia, como mostrado na Figura 17(a). Já para o sistema trifásico é realizada a mesma sequência de chaveamento para os dois casos, como mostrado na Figura 17(b).

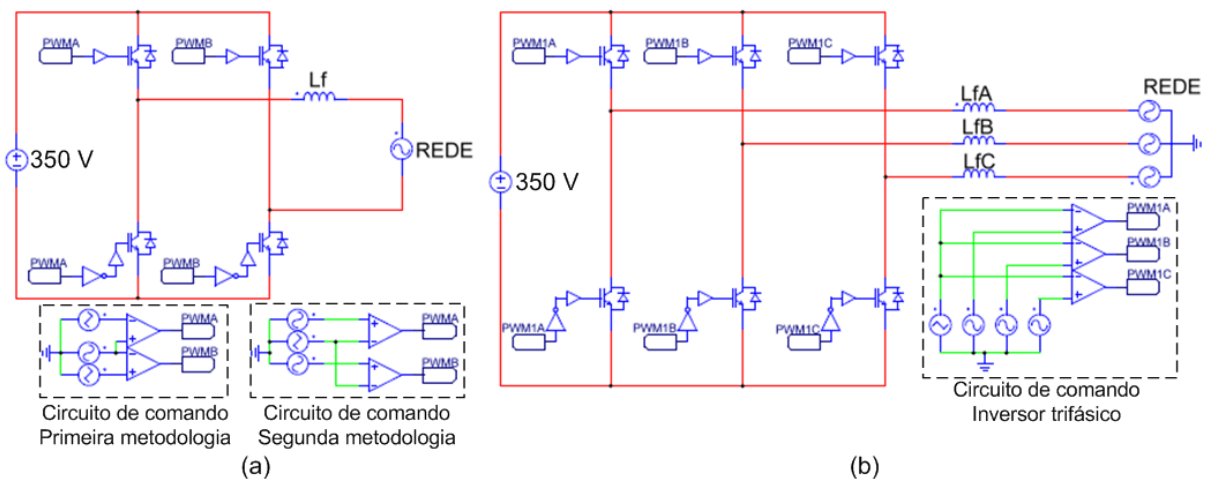


Figura 17: Configurações utilizadas para modulação a três níveis: (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 18 mostra a configuração utilizada para a simulação dos inversores monofásicos com modulação a dois níveis. Esta configuração foi utilizada para a simulação dos filtros projetados pelas duas metodologias apresentadas.

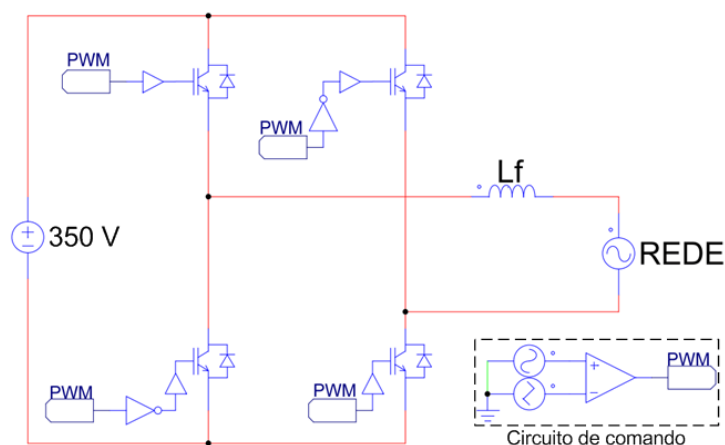


Figura 18: Configuração utilizada para modulação a dois níveis.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 19 mostra a comparação entre as correntes dos indutores, injetadas diretamente na rede, para o sistema monofásico com modulação a três níveis. Com a indutância projetado pela primeira metodologia, a $DHT_i = 1,75\%$ enquanto

que a indutância obtida pelo segundo método forneceu uma $DHT_i = 4,44\%$. Ambos os valores atende as normas de qualidade de energia.

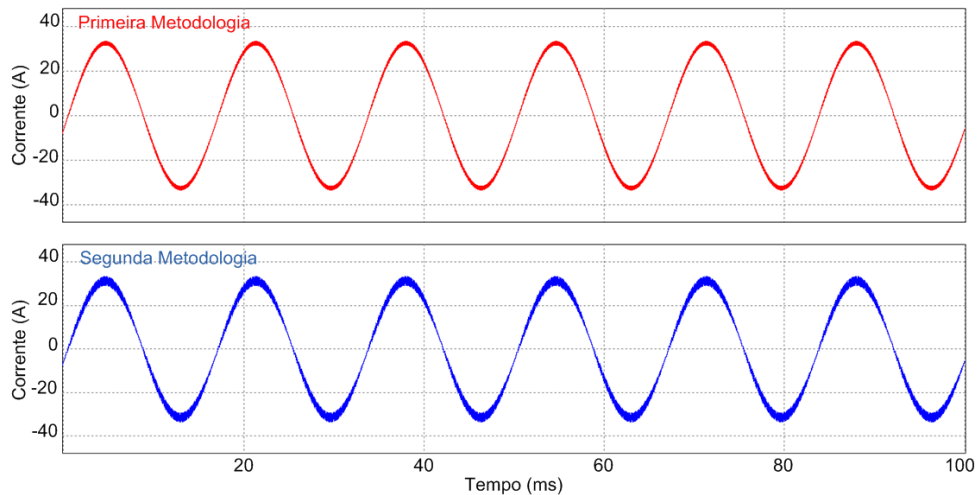


Figura 19: Correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a três níveis.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 20 representa a FFT das correntes ilustradas na Figura 19. Observa-se que os filtros garantem uma boa atenuação nas componentes harmônicas relativas a frequência de comutação.

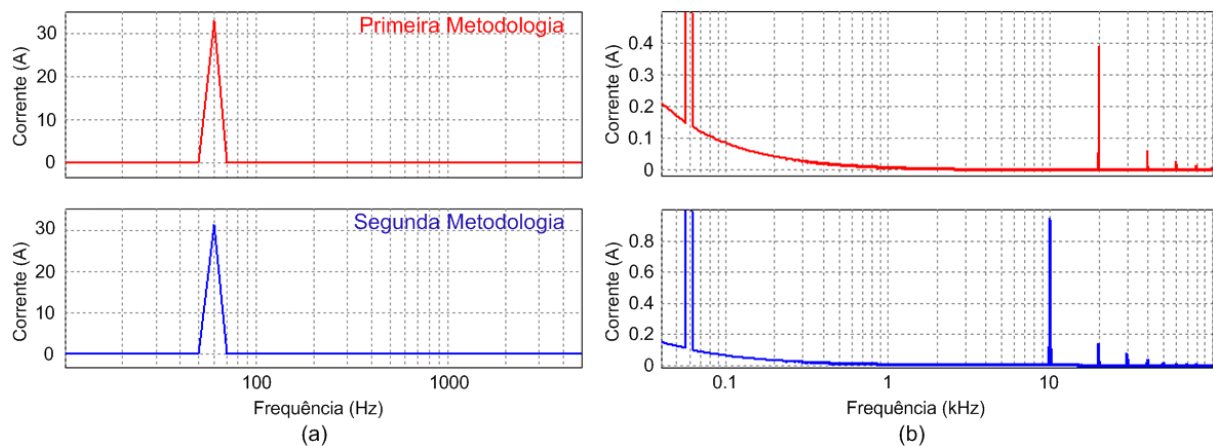


Figura 20: FFT da correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a três níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 21 apresenta as formas de onda das correntes injetadas na rede considerando-se um inversor trifásico com modulação a três níveis com indutores projetados pelas metodologias apresentadas. Com o uso da primeira metodologia a $DHT_i = 1,53\%$. Já a segunda metodologia fornece uma $DHT_i = 1,87\%$ Ambos os valores estão dentro das normas.

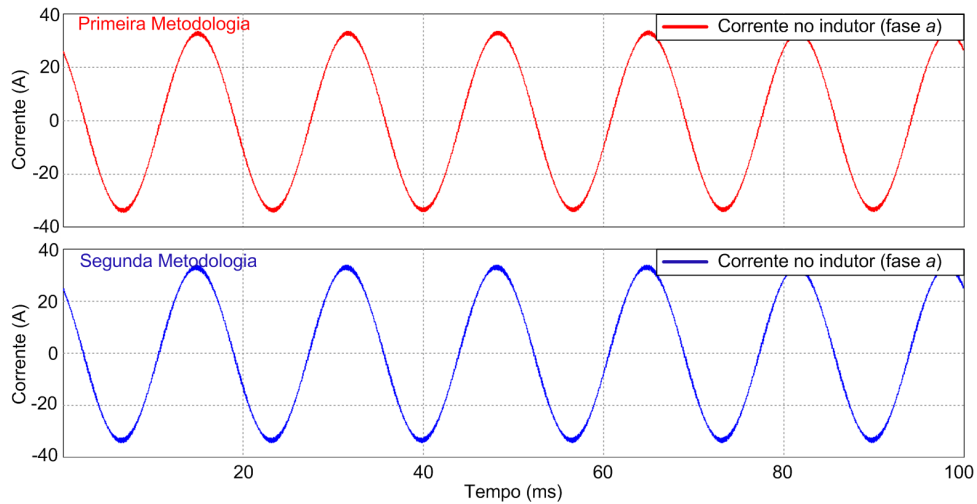


Figura 21: Correntes injetadas na rede para inversores trifásicos com modulação a três níveis.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 22 representa a FFT das correntes ilustradas na Figura 21. Observe-se que os filtros, novamente, garantem uma boa atenuação nas componentes harmônicas relativas a frequência de comutação.

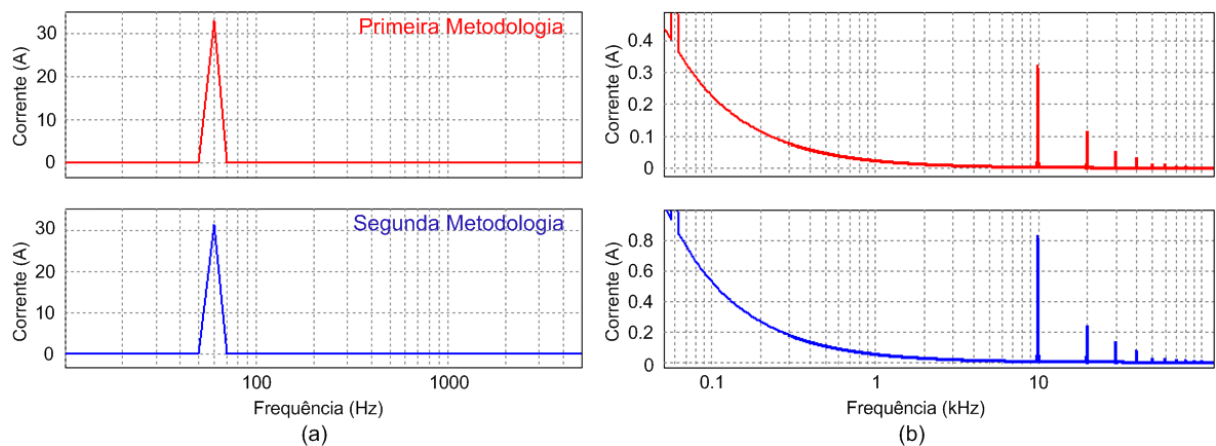


Figura 22: FFT da correntes injetadas na rede para inversores trifásicos com modulação a três níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 23 ilustra as correntes nos indutores para um inversor monofásico com modulação a dois níveis. Para a indutância obtida pelo primeiro método a $DHT_i = 1,78\%$. A indutância projetada pelo segundo método provê uma $DHT_i = 4,03\%$. Novamente, valores dentro das normas.

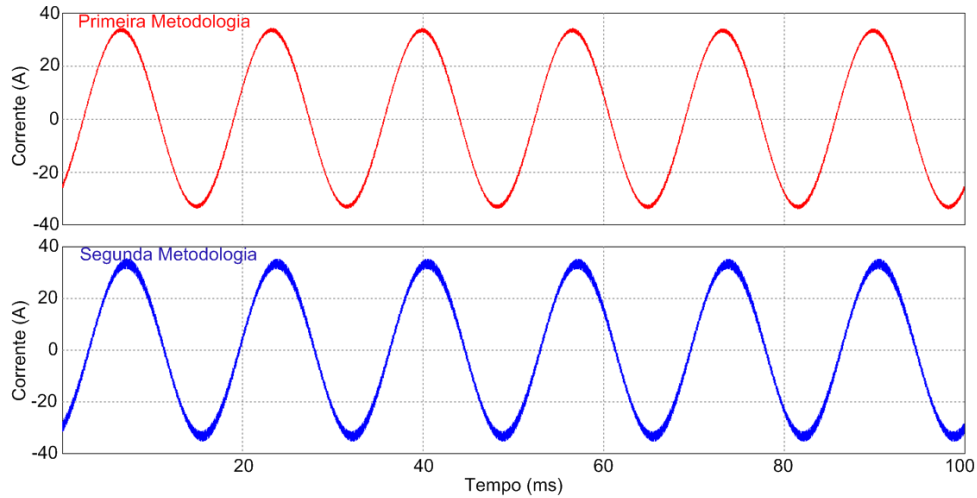


Figura 23: Correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a dois níveis.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 24 representa a FFT das correntes ilustradas na Figura 23. Há uma boa atenuação nas componentes harmônicas relativas a frequência de comutação.

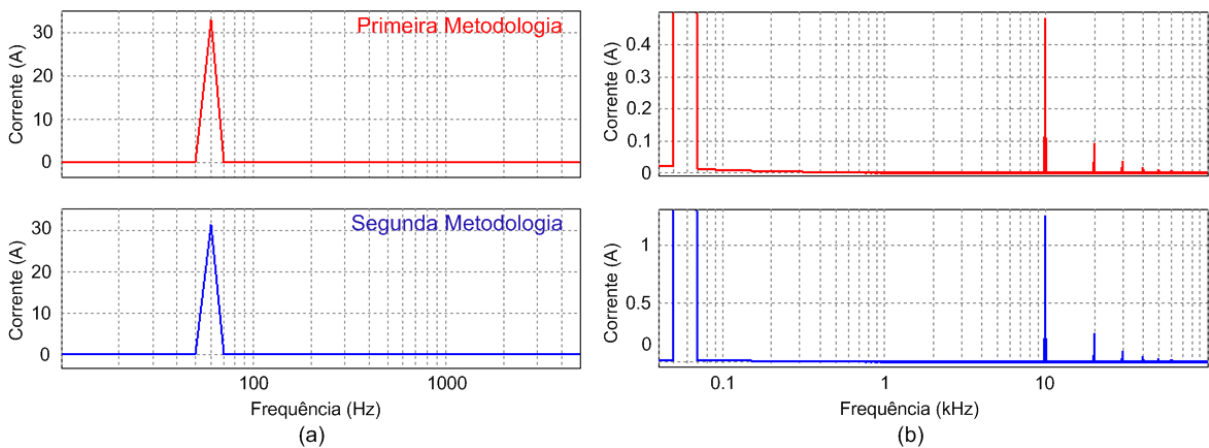


Figura 24: FFT da correntes injetadas na rede para inversores monofásicos com modulação a dois níveis: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.

Fonte: Autoria Própria.

Os resultados obtidos nas simulações estão sintetizados na Tabela 12. Nessa Tabela, são apresentados valores das correntes RMS dos filtros projetados, bem como as respectivas distorções harmônicas totais de corrente e a ondulação de corrente obtida. Observa-se que os valores de DHT_i , obtidos através das simulações, mostram que as duas metodologias atendem os requisitos especificados por normas. Nestes caso o valor máximo admissível para a DHT_i é de 5% de acordo com a norma (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003).

A metodologia de projeto proposta por (MACCARINI, 2009) mostrou uma melhor atenuação do conteúdo harmônico. Todavia, parte-se da ondulação desejada e não da DHT_i objetivo. Se fossem escolhidos outros valores de ondulação os resultados seriam diferentes. A metodologia proposta por (NARDI *et al.*, 2014) é mais intuitiva e, como parte da DHT_i desejada, fornece indutores suficientes para garantir a atenuação necessárias. Também é um método mais simples de projeto.

Tabela 12: Resultados de simulações para os inversores monofásico e trifásico com filtro L

Sistema	Modulação	Medições	(MACCARINI, 2009)	(NARDI <i>et al.</i> , 2014)
Monofásico	Três níveis	I_{Lfrms} (A)	23,02	23,39
		DHT_i (%)	1,75	4,44
		ΔI_{Lf} (A)	1,66	2,04
	Dois níveis	I_{Lfrms} (A)	23,61	23,58
		DHT_i (%)	1,78	4,03
		ΔI_{Lf} (A)	1,39	1,96
Trifásico	Três níveis	I_{Lfrms} (A)	23,57	23,59
		DHT_i (%)	1,53	1,87
		ΔI_{Lf} (A)	1,58	1,84

5.2 FILTRO LC

A metodologia proposta por (MARTINS; BARBI, 2008) descreve um projeto de filtro LC para um inversor de tensão, sendo que os valores dos componentes são determinados com base na resposta de frequência do filtro. Nesta seção, serão desenvolvidos dois exemplos de projeto. Uma para um inversor monofásico e outro para um inversor trifásico.

5.2.1 INVERSOR MONOFÁSICO

A partir das especificações da Tabela 10, é calculada a carga máxima suportada pelo inversor. Para isso, esta é considerada puramente resistiva ($\cos(\phi) = 1$), que, da expressão (65), resulta

$$R_0 = |Z_0| = \frac{V_{0ef}^2}{P_0} \cdot \cos(\phi) = \frac{(127)^2}{3000} \cdot 1 = 5,376 \Omega. \quad (107)$$

A constante de amortecimento deve estar no intervalo ($0,707 < \zeta < 1$). Adotou-se um valor para a constante de amortecimento de $\zeta = 0,85$. A frequência de ressonância do filtro (f_0) deve permanecer uma década abaixo da frequência de

comutação (f_s) e no mínimo uma década acima da frequência fundamental da rede (f_r). Com isso, tem-se a expressão

$$f_r \cdot 10 < f_0 < \frac{f_s}{10} \quad (108)$$

que fornece

$$600 \text{ Hz} < f_0 < 1000 \text{ Hz}. \quad (109)$$

Adotando um valor intermediário obtém-se

$$f_0 = 800 \text{ Hz}. \quad (110)$$

A partir desses valores é determinado o valor do capacitor, utilizando a expressão (67), que resulta em

$$C_f = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot f_0 \cdot R_0} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,85 \cdot 800 \cdot 5,376} = 21,77 \mu F. \quad (111)$$

Com o valor da capacitância determinada, calcula-se a indutância do filtro a partir da expressão (68), isto é,

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C_f} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 800)^2 \cdot 21,77 \cdot 10^{-6}} = 1,818 \text{ mH}. \quad (112)$$

5.2.2 INVERSOR TRIFÁSICO

Grande parte das metodologias de projeto de filtro LC, para sistemas trifásicos, descreve o projeto baseando em um circuito monofásico para atenuação do conteúdo harmônico. Após o projeto do filtro monofásico, utiliza-se um filtro por fase com os capacitores conectados em Y. Para comparação, os resultados do filtro com conexão em Y serão confrontados com um filtro com os capacitores em Δ onde será aplicada a transformação de impedâncias da configuração Y para Δ .

Com base nos parâmetros da Tabela 10, calcula-se a resistência máxima de carga admitida pelo inversor, sendo que essa é considerada puramente resistiva

($\cos(\phi) = 1$). Assim,

$$R_0 = |Z_0| = \frac{V_{0\text{ref}}^2}{P_0} \cdot \cos(\phi) = \frac{(220)^2}{9000} \cdot 1 = 5,376 \Omega. \quad (113)$$

Adotando o mesmo valor da constante de amortecimento do sistema monofásico ($\zeta = 0,85$) e frequência de ressonância ($f_0 = 800\text{Hz}$), calcula-se os valores da capacitância e indutância do filtro

$$C_{fY} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot f_0 \cdot R_0} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 0,85 \cdot 800 \cdot 5,376} = 21,77 \mu F, \quad (114)$$

$$L_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C_{fY}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 800)^2 \cdot 21,77 \cdot 10^{-6}} = 1,818 \text{mH}. \quad (115)$$

Os valores dos elementos do filtro LC trifásico, considerando a configuração dos capacitores em Y, são determinados em (114) e (115). Para a comparação de resultados utilizando capacitores conectados em Δ , aplica-se a transformação de impedância de configuração Y para equivalente em Δ , dada por (ALEXANDER; SADIKU, 2013)

$$C_{f\Delta} = 3 \cdot C_{fY}. \quad (116)$$

Substituindo o valor de C_{fY} na expressão (116) resulta em

$$C_{f\Delta} = 3 \cdot C_{fY} = 3 \cdot 21,77 \cdot 10^{-6} = 65,3 \mu F \quad (117)$$

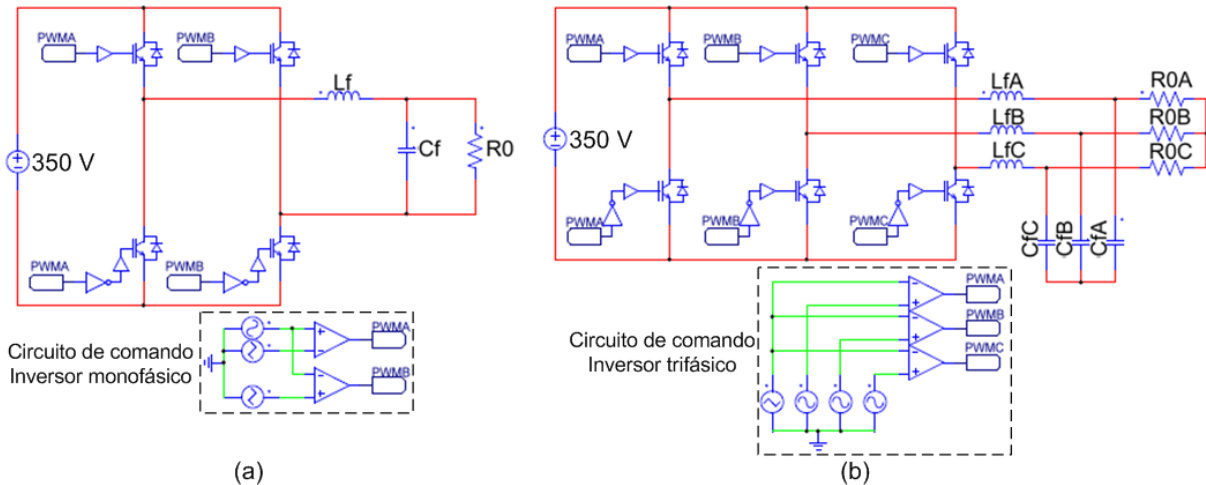
A Tabela 13 apresenta os valores calculados para os filtro LC aplicados a inversores monofásico e trifásico.

Tabela 13: Valores calculados para o filtro LC

Parâmetros	Valores
Sistema monofásico	
Carga (R_0) (Ω)	5,376
Indutor (L_f) (mH)	1,818
Capacitor (C_f) (μF)	21,77
Sistema trifásico	
Carga (R_0) (Ω)	5,376
Indutor (L_f) (mH)	1,818
Capacitor (C_{fY}) (μF)	21,77
Capacitor ($C_{f\Delta}$) (μF)	65,3

5.2.3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Com os valores dos elementos do filtro LC, dados na Tabela 13, e os parâmetros do inversor, descritos na Tabela 10, os inversores monofásico e trifásico ilustrados na Figura 25 foram simulados. As formas de onda de tensão no capacitor foram analisadas para verificar se a distorção harmônica total de tensão DHT_V está dentro das normas. Análises do espectro harmônico, via FFT, também foram realizadas.

**Figura 25:** Configuração de inversores (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 26 mostra a tensão de saída do inversor monofásico sem a carga, enquanto a Figura 27 apresenta a tensão de saída do inversor com carga acoplada. As formas de onda apresentam $DHT_V = 0,68\%$ e $DHT_V = 0,61\%$, respectivamente.

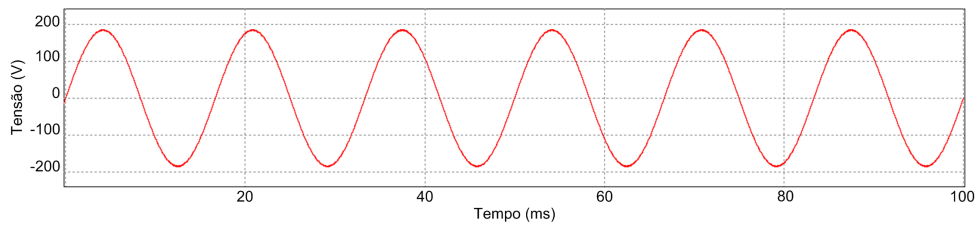


Figura 26: Tensão de saída do inversor monofásico sem carga.
Fonte: Autoria Própria.

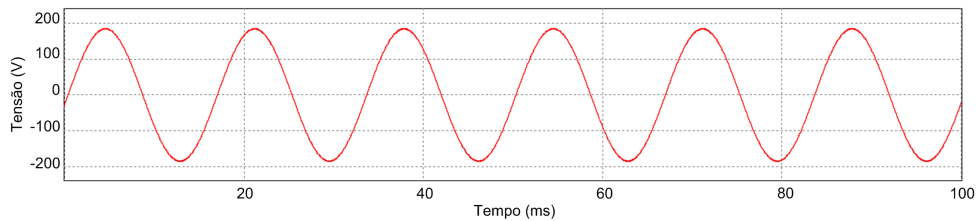


Figura 27: Tensão de saída do inversor com carga acoplada.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 28 apresenta a FFT referente as Figuras 26 e 27 mostrando que o resultado é coerente com os baixos valores de DHT_V obtidos. Observa-se uma atenuação adequada nos harmônicos da frequência de comutação. Adicionalmente, com o acoplamento da carga na saída do inversor a frequência de ressonância do filtro (800 Hz) é atenuada, como mostra a figura 28(b).

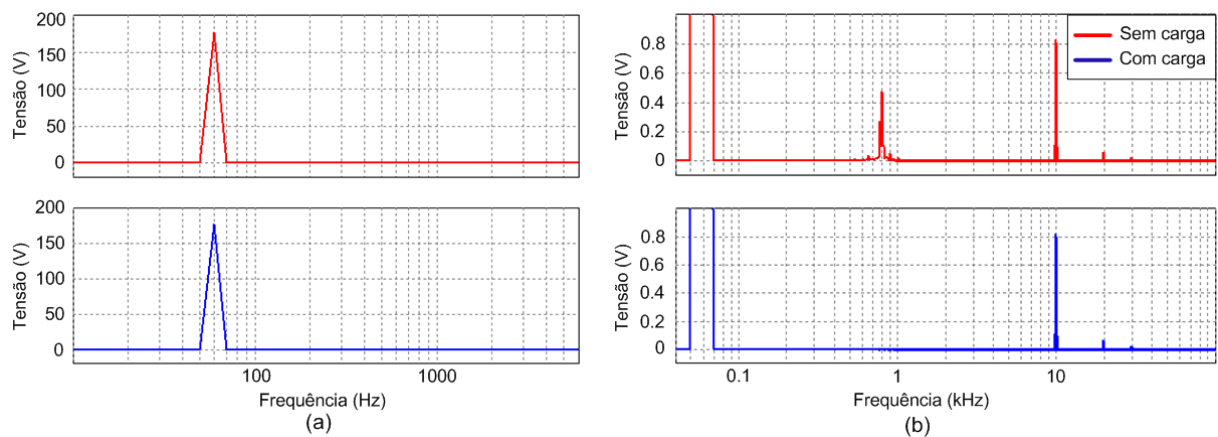


Figura 28: FFT das tensões de saída do inversor monofásico sem carga e com carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 29 mostra as tensões de saída de um inversor trifásico com capacitores conectados em Y e em Δ sem a carga acoplada. A conexão em Y fornece uma $DHT_V = 0,96\%$ enquanto a conexão em Δ fornece uma $DHT_V = 0,02\%$.

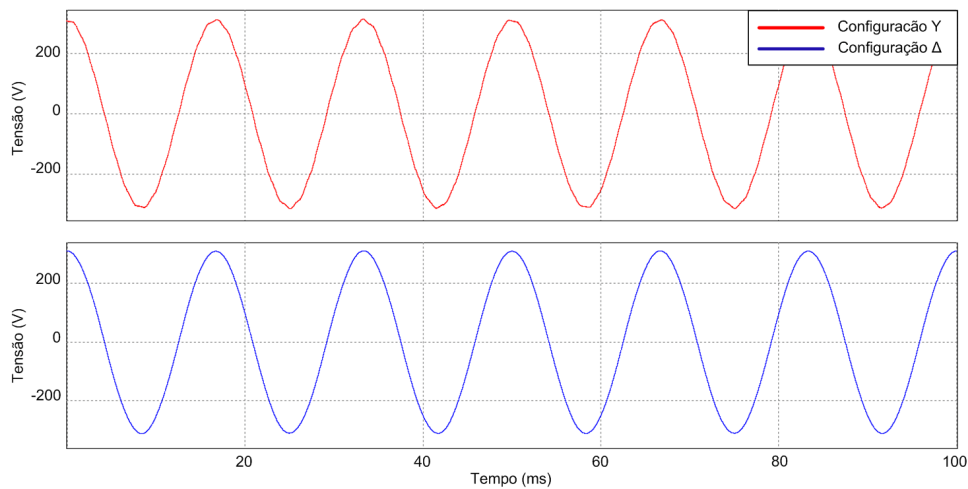


Figura 29: Tensões de saída do inversor trifásico sem carga acoplada.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 30 ilustra a FFT referente as tensões da Figura 29 mostrando que os valores estão coerentes com baixos valores de DHT_V . A frequência de ressonância, para a configuração Y permanece em 800 Hz enquanto que na configuração Δ há um deslocamento para 270 Hz. As frequências de alta ordem são mais atenuadas na configuração Δ se comparada com a configuração Y, como mostra a Figura 30(b)

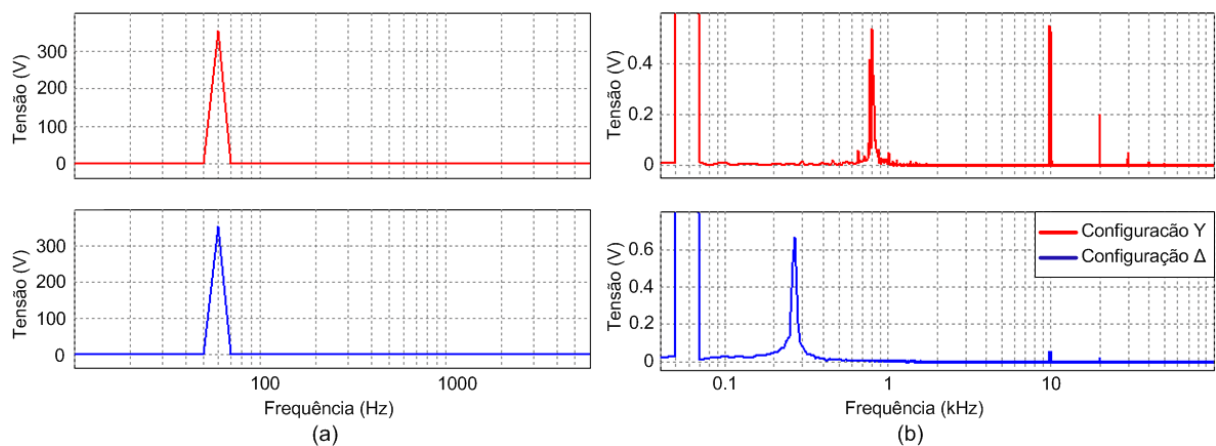


Figura 30: FFT das tensões de saída do inversor monofásico sem carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 31 ilustra as tensões de saída de um inversor trifásico com capacitores conectados em Y e em Δ com a carga acoplada. A conexão em Y fornece uma $DHT_V = 0,27\%$ enquanto a conexão em Δ fornece uma $DHT_V = 0,07\%$.

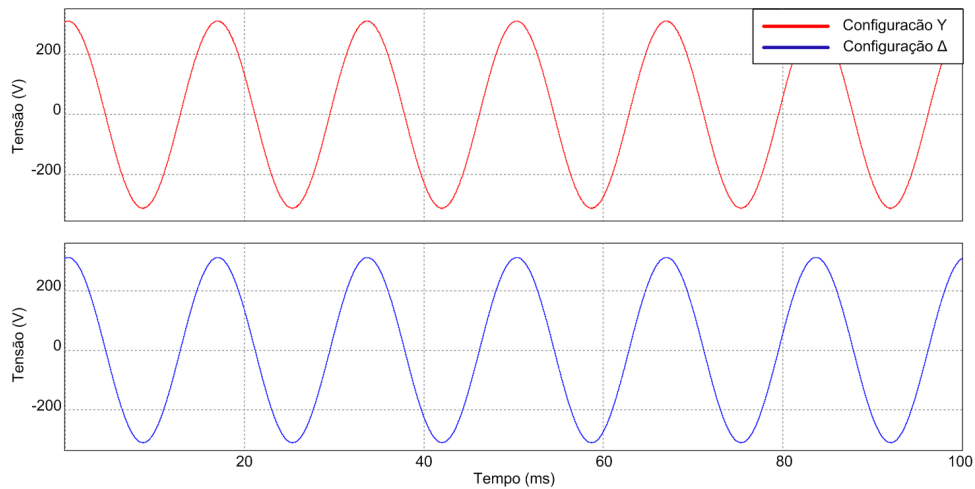


Figura 31: Tensões de saída do inversor com carga acoplada, sistema trifásico.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 32 apresenta a FFT referente as tensões da Figura 31 que corroboram os baixos valores de DHT_V obtidos. A configuração Δ apresenta melhor atenuação dos harmônicos de alta ordem, se comparada com a configuração em Y.

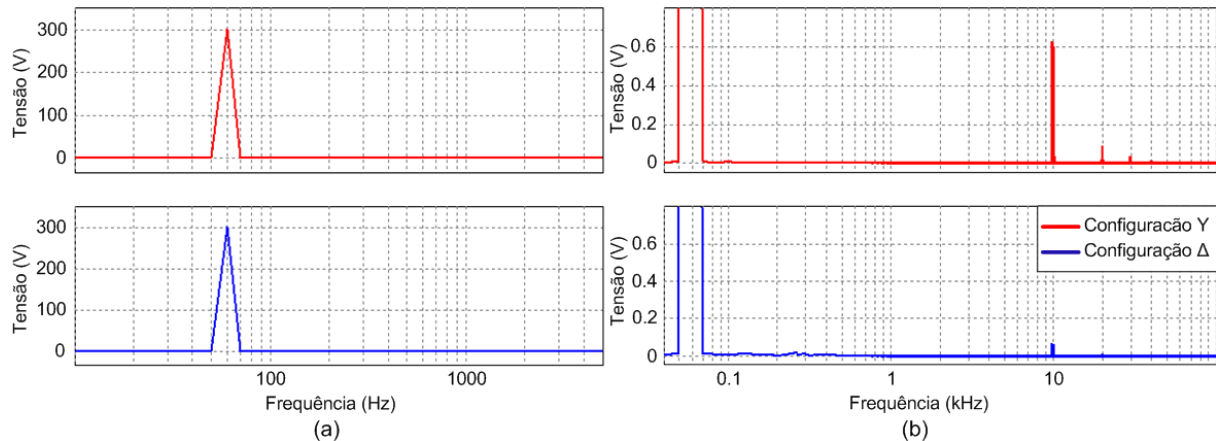


Figura 32: FFT das tensões de saída do inversor monofásico com carga acoplada: (a) Componente fundamental, (b) Detalhe das harmônicas.

Fonte: Autoria Própria.

Os resultados obtidos nas simulações são sumarizados na Tabela 14, no qual são apresentados os valores das tensões RMS de saída dos filtros projetados, bem como as respectivas distorções harmônicas totais de tensão e a ondulação de tensão obtida (ΔV). Observa-se que os valores de DHT_V , obtidos através das simulações, mostram que a metodologia atende os requisitos especificados por normas. Nestes caso o valor máximo admissível para a DHT_V é de 10% de acordo com a norma (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2014) e 10% de

acordo com a norma (ANEEL, 2009).

Tabela 14: Resultados de simulação para inversores monofásico e trifásico com filtro LC

Medições	Sistema sem carga	Sistema com carga
Sistema monofásico		
$V_{C_{rms}}$ (V)	126,9	126,8
DHT_V (na saída) (%)	0,68	0,61
ΔV (V)	3,2	3,1
Sistema trifásico (capacitores em Y)		
$V_{C_{rms}}$ (V)	131,9	131,6
DHT_V (na saída) (%)	0,96	0,27
ΔV (na saída) (V)	1,0	1,0
Sistema trifásico (capacitores em Δ)		
$V_{C_{rms}}$ (V)	219,6	220,3
DHT_V (na saída) (%)	0,02	0,07
ΔV (na saída) (V)	0,5	0,5

5.3 FILTRO LCL

A metodologia proposta por (LISERRE *et al.*, 2005) descreve um projeto de filtro LCL para um inversor trifásico empregado na conexão à rede elétrica. Na sequência será desenvolvido um exemplo de projeto para sistemas monofásico e trifásico.

5.3.1 INVERSOR MONOFÁSICO

A partir dos parâmetros especificados na Tabela 10, os valores de Z_b e C_b são calculados

$$Z_b = \frac{V_0^2}{P_0} = \frac{127^2}{3000} = 5,376 \Omega \quad (118)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_n} = \frac{1}{5,376 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60} = 493,4 \mu F. \quad (119)$$

Adotando uma ondulação de 10% da corrente nominal de pico, a indutância L_1 pode ser determinada através de

$$\Delta I_{L_1} = \Delta I_{L_1}(\%) \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_0}{V_0} \right) = 0,1 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{3000}{127} \right) = 3,34 A \quad (120)$$

e

$$L_1 = \frac{V_0}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_1}} = \frac{127}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 10000 \cdot 3,34} = 1,344 mH. \quad (121)$$

A porcentagem de X_{L_1} em relação a Z_b é dada por

$$\%X_{L_1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_1}{Z_b} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 1,34 \cdot 10^{-3}}{5,376} = 9,425\%, \quad (122)$$

que atende ao primeiro critério de projeto que especifica que este percentual deve ser inferior a 10%.

Considerando o segundo critério de projeto, em que a capacitância C_f deve ser calculada de modo que a potência reativa absorvida da rede seja inferior a 5%, para condições de operação nominais, tem-se que $X_f = 5\%$. Assim,

$$C_f = X_f \cdot C_b = 0,05 \cdot 493,4 \cdot 10^{-6} = 24,66 \mu F. \quad (123)$$

Para o cálculo da indutância L_2 , do lado da rede, é necessário a determinação do índice r . Para isso, substituindo-se os valores calculados para C_b , L_1 , $\omega_S = 2\pi f_S$ e X_f na Equação (77), considerando, por questões práticas, uma relação $\frac{I_{2(h)}}{I_{1(h)}} = 20\%$ (LISERRE *et al.*, 2001), pode-se resolver a Equação que fornece $r = 0,047$. A Figura 33 apresenta a curva obtida a partir da Equação (77) para diferentes valores de r .

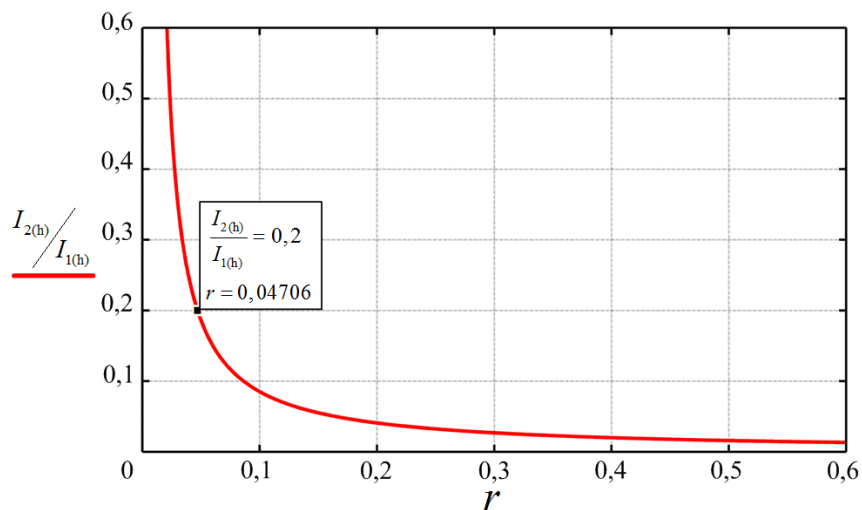


Figura 33: Relação entre a atenuação do harmônico de corrente na frequência de comutação e r .

Fonte: Autoria Própria.

Com o valor de $r = 0,047$ indicado na Figura 33, obtém-se o valor da indutância L_2 . Isto é,

$$L_2 = r \cdot L_1 = 0,047 \cdot 1,34 \cdot 10^{-3} = 63,19 \mu H. \quad (124)$$

A partir dos valores de L_1 , L_2 e C_f determinados, pode-se calcular a frequência de ressonância de acordo com a expressão (78). Assim,

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{L_2 + L_1}{L_2 \cdot L_1 \cdot C_f}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{63,19 \cdot 10^{-6} + 1,34 \cdot 10^{-3}}{63,19 \cdot 10^{-6} \cdot 1,34 \cdot 10^{-3} \cdot 24,66 \cdot 10^{-6}}} = 4125 \text{ Hz} \quad (125)$$

O terceiro critério de projeto estabelece que a frequência de ressonância deve estar dentro do limite estabelecidos por (71) que, para este caso, fornece

$$600 \text{ Hz} < f_{res} < 5 \text{ kHz} \quad (126)$$

Como o valor da frequência de ressonância satisfaz o terceiro critério, não há necessidade de se modificar o valor da capacitância do filtro.

5.3.2 SISTEMA TRIFÁSICO

Para iniciar os cálculos dos elementos do filtro, necessita-se da determinação dos valores de impedância e de capacitância base que são obtidos através das expressões (69) e (70). Isto é,

$$Z_b = \frac{V_0^2}{P_0} = \frac{220^2}{9000} = 5,376 \Omega, \quad (127)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_n} = \frac{1}{5,376 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60} = 493,4 \mu F. \quad (128)$$

Adotando uma ondulação de 10% da corrente nominal de pico, a indutância L_1 pode ser calculada por

$$\Delta I_{L_1} = \Delta I_{L_1}(\%) \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{P_0}{\sqrt{3} \cdot V_0} \right) = 0,1 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{9000}{\sqrt{3} \cdot 220} \right) = 3,34 \text{ A} \quad (129)$$

e

$$L_1 = \frac{V_0}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot \Delta I_{L_1}} = \frac{220}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot 10000 \cdot 3,34} = 1,344 \text{ mH}. \quad (130)$$

A verificação de porcentagem da impedância X_{L_1} em relação a Z_b através da expressão (74) é dado por

$$\%X_{L1} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L_1}{Z_b} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 1,34 \cdot 10^{-3}}{5,376} = 9,425\% \quad (131)$$

que não ultrapassa o limite percentual de 10% sugerido no primeiro critério de projeto.

Considerando o segundo critério de projeto que estabelece um valor de X_f em torno de 5%, obtém-se, então, o valor de C_f dado por (132)

$$C_f = X_f \cdot C_b = 0,05 \cdot 493,4 \cdot 10^{-6} = 24,66 \mu F. \quad (132)$$

Como o valor da relação $\frac{I_{2(hs)}}{I_{1(hs)}}$ depende dos valores de L_1 , C_b e f_s , que nesse caso, são os mesmos valores que o sistema monofásico, tem-se que o valor de r permanece o mesmo calculado no caso monofásico. Isto é, $r = 0,047$. Assim, o valor da indutância L_2 é dado por

$$L_2 = r \cdot L_1 = 0,047 \cdot 1,34 \cdot 10^{-3} = 63,19 \mu H \quad (133)$$

Como os valores calculados para os elementos do filtro não se alteram, a frequência de ressonância do filtro, calculada em (125), mantém o mesmo valor, satisfazendo o terceiro critério de projeto. Assim, não há necessidade de se alterar o valor da capacitância do filtro.

Geralmente, o projeto do filtro LCL trifásico é utilizada os capacitores conectados em Y. Nesse caso, o cálculo do capacitor é determinado em (132). Para comparação, será utilizada a transformação de impedâncias de Y para Δ para se testar o comportamento do filtro com capacitores em Δ . Assim, serão empregados capacitores em Δ com capacitâncias dadas por (ALEXANDER; SADIKU, 2013)

$$C_{f\Delta} = 3 \cdot C_{fY} = 3 \cdot 24,66 \cdot 10^{-6} = 73,98 \mu F. \quad (134)$$

A Tabela 15 mostra os valores calculados nos exemplos de projetos de filtro LCL para os inversores monofásico e trifásico.

Tabela 15: Valores calculados para o filtro LCL

Parâmetros	Valores
Sistema monofásico	
Carga (R_0) (Ω)	5,376
Indutor L_1 (mH)	1,344
Indutor L_2 (μ H)	63,19
Capacitor (C_f) (μ F)	24,66
Sistema trifásico	
Carga (R_0) (Ω)	5,376
Indutor L_1 (mH)	1,344
Indutor L_2 (μ H)	63,19
Capacitor (C_{fY}) (μ F)	24,66
Capacitor ($C_{f\Delta}$) (μ F)	73,98

5.3.3 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

A partir das especificações do inversor apresentadas na Tabela 10 juntamente com os valores calculados para os componentes dos filtros, são realizadas simulações de inversores monofásico e trifásico conectados à rede elétrica. O desempenho dos filtros será avaliado com base na distorção harmônica total DHT_i da corrente injetada na rede. Será verificado se as distorções harmônicas atendem os requisitos das normas de qualidade de energia. Também serão apresentadas as análises espectrais baseadas na FFT, para verificar a coerência dos resultados. A Figura 34(a) apresenta a estrutura do inversor utilizado no caso monofásico, enquanto a Figura 34(b) ilustra a estrutura do inversor trifásico.

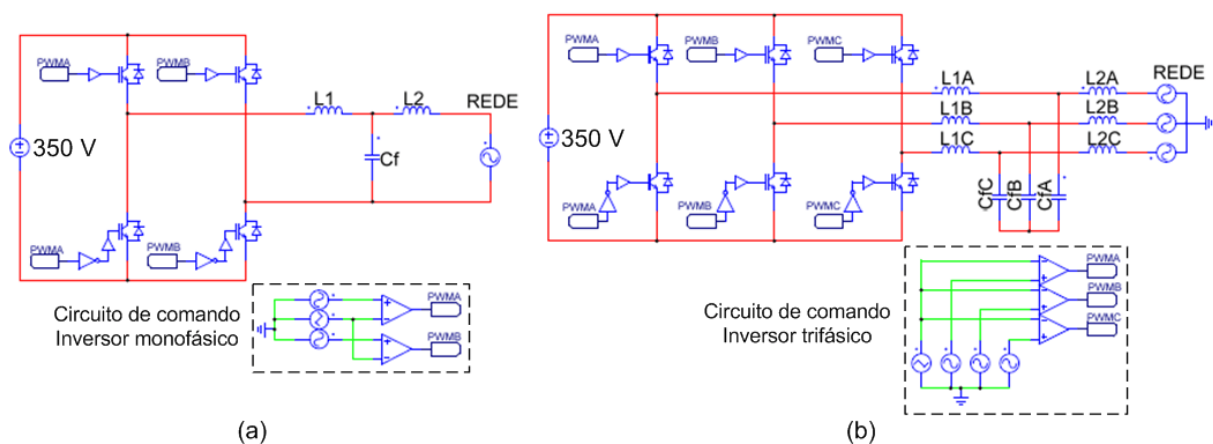


Figura 34: Configuração dos inversores (a) inversor monofásico, (b) inversor trifásico.
Fonte: Autoria Própria.

A Figura 35 apresenta a corrente nos indutores L_1 e L_2 e a tensão nos terminais do capacitor para a conexão de um inversor monofásico com a rede. Nesta simulação, a $DHT_i = 1,63\%$ para a corrente injetada na rede. Este valor está dentro das normas nacionais e internacionais.

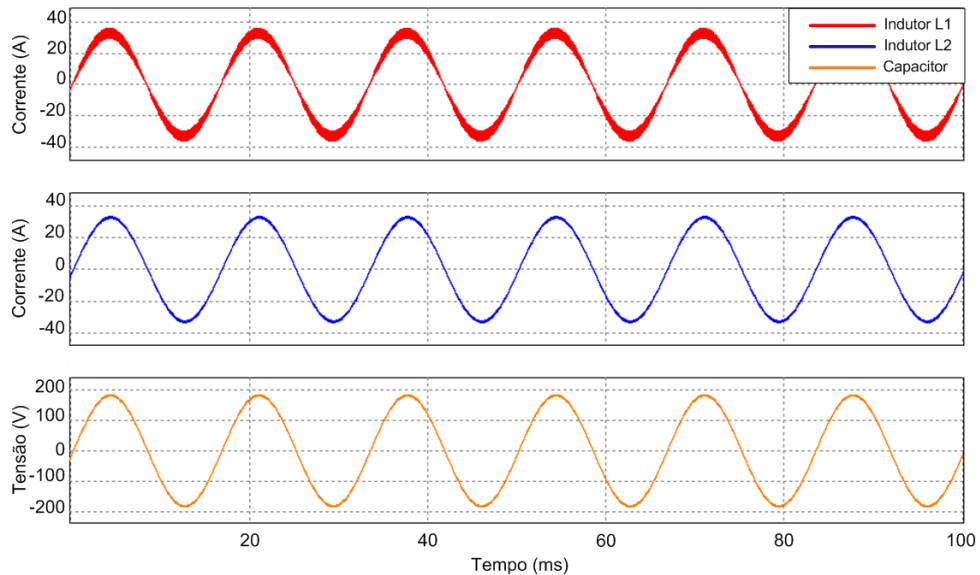


Figura 35: Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL monofásico.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 36 apresenta a FFT das formas de ondas das correntes nos indutores L_1 e L_2 e da tensão no capacitor C_f . Nota-se que o filtro fornece uma grande atenuação das componentes harmônicas, o que vai ao encontro do baixo valor de distorção harmônica total da corrente injetada na rede.

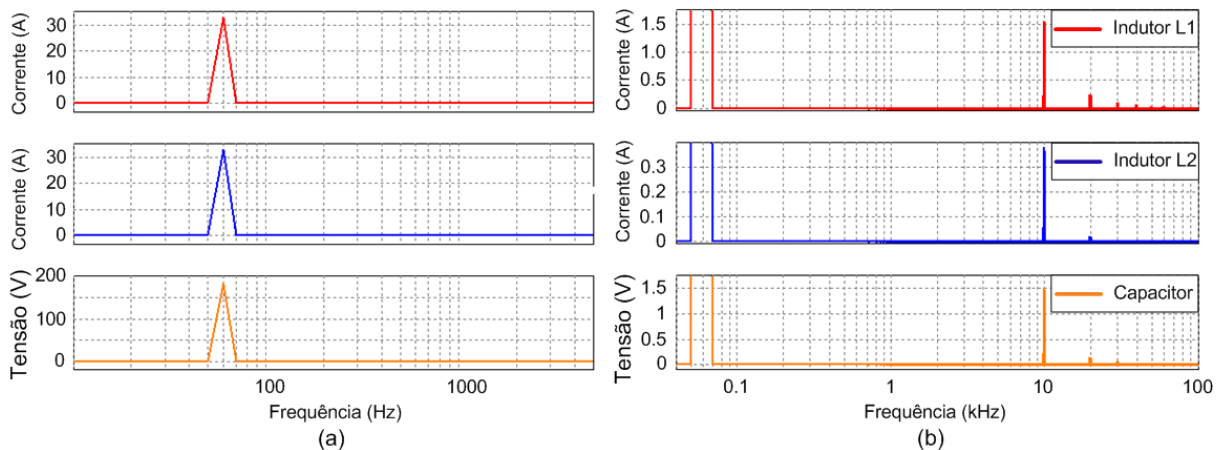


Figura 36: FFT das correntes nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL monofásico.

Fonte: Autoria Própria.

Para o caso trifásico, a Figura 37 apresenta a corrente nos indutores L_1 e L_2 , bem como a tensão nos terminais dos capacitores de um inversor trifásico com os capacitores conectados em Y. A distorção harmônica total da corrente injetada na rede é $DHT_i = 0,57\%$ que está bem abaixo dos limites impostos pelas normas.

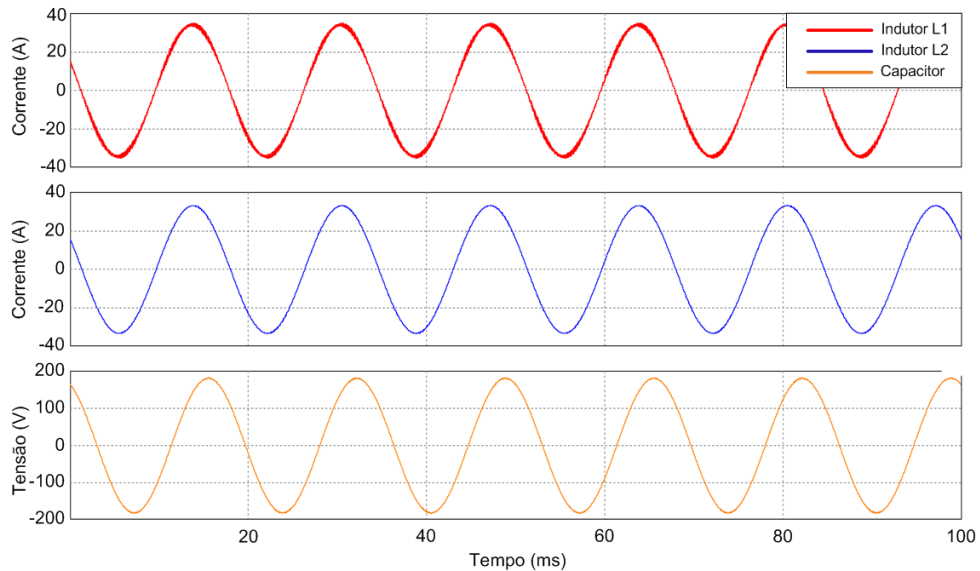


Figura 37: Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Y.

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 38 apresenta a FFT das formas de onda apresentadas na Figura 37. Novamente, há uma atenuação significativa nas componentes de alta frequência.

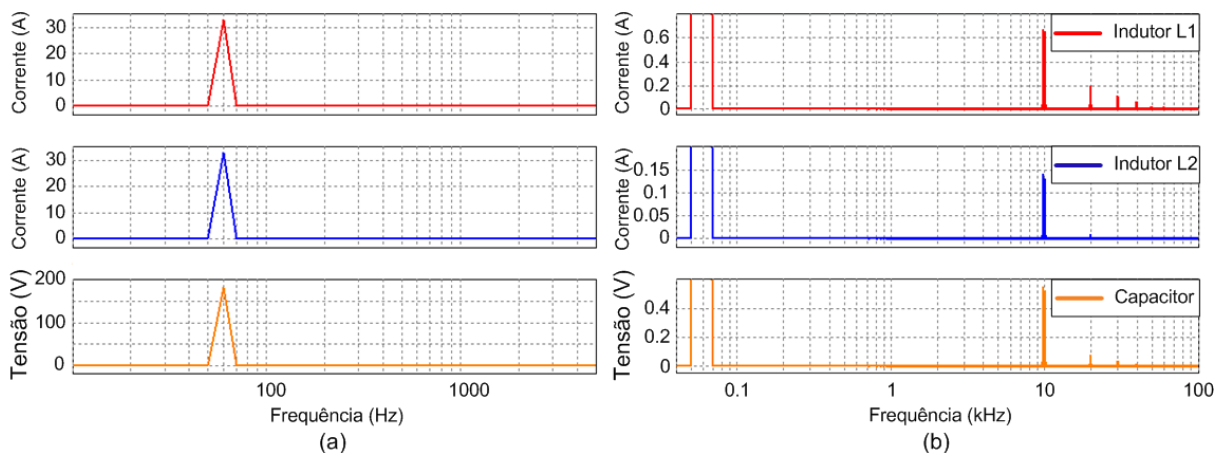


Figura 38: FFT da corrente nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Y.

Fonte: Autoria Própria.

Os resultados obtidos com um inversor trifásico com capacitores em Δ são apresentados na Figura 39. Neste caso, a corrente de injetada na rede possui $DHT_i = 0,166\%$ que, também, está abaixo dos limites determinados nas normas.

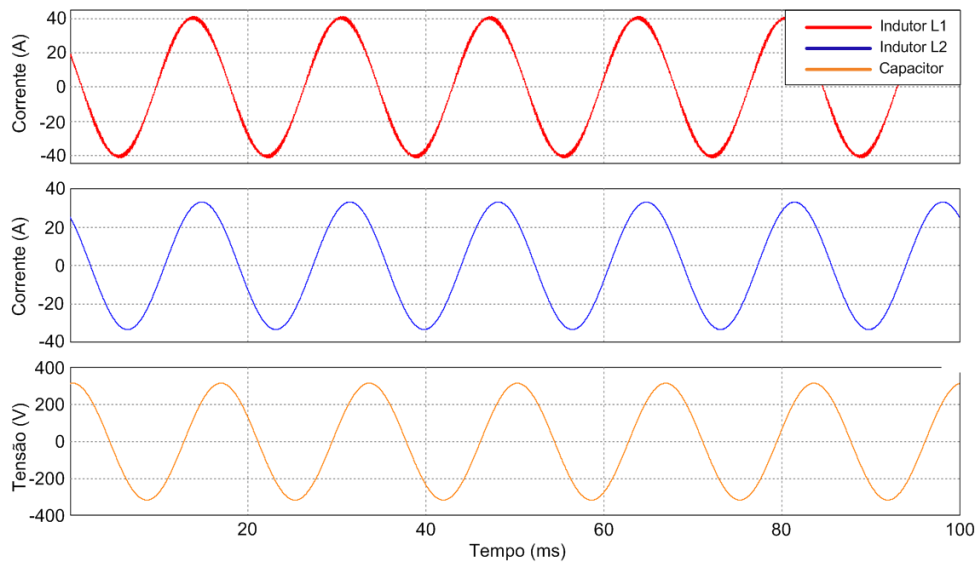


Figura 39: Corrente nos indutores e tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Δ .

Fonte: Autoria Própria.

A Figura 40 representa a FFT correspondente as formas de onda exibidas na Figura 39. Observa-se, novamente, a alta atenuação das componentes harmônicas.

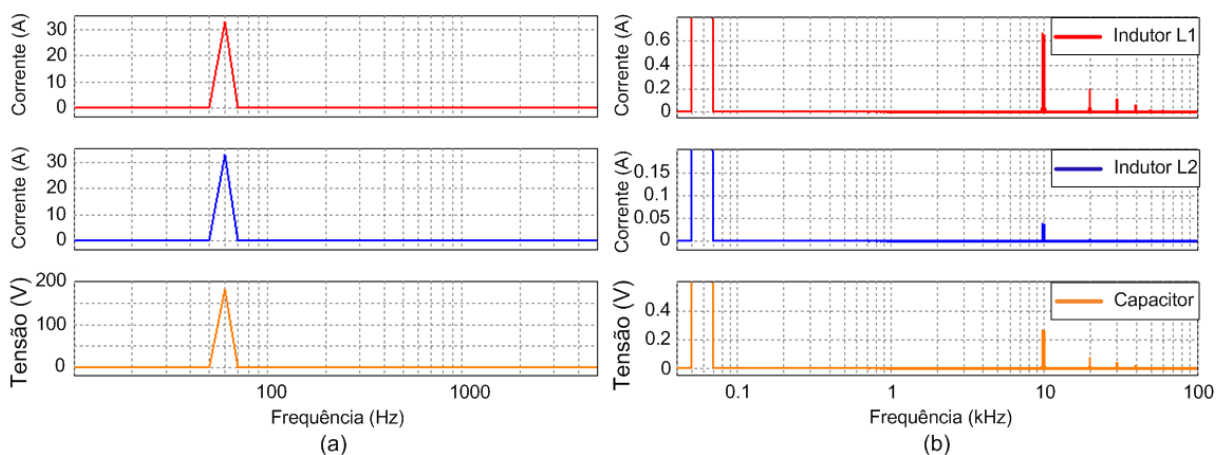


Figura 40: FFT da corrente nos indutores e da tensão no capacitor do filtro LCL trifásico conectado à rede, com capacitores em Δ .

Fonte: Autoria Própria.

A síntese dos resultados obtidos nas simulações está apresentada na Tabela 16.

Tabela 16: Resultados de simulação para inversores monofásico e trifásico com filtro LCL

Medições	Sistema monofásico	Sistema trifásico, com capacitores em Y	Sistema trifásico, com capacitores em Δ
$I_{L1_{rms}}$ (A)	23,29	24,26	28,73
$I_{L2_{rms}}$ (A)	23,22	23,52	23,53
$V_{C_{rms}}$ (V)	127,4	128,2	223,3
DHT_{iL1} (%)	6,87	2,9	2,46
DHT_{iL2} (%)	1,63	0,57	0,166
$\Delta_{I_{L1}}$ (A)	3,26	2,94	2,32

A comparação dos resultados mostrados na Tabela 16 indica que o projeto do filtro atende os limites de DHT_i especificados por normas internacionais e nacionais. No caso, a norma (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC., 2003) estabelece (5%). Destaca-se que o procedimento forneceu valores bem inferiores ao limite imposto pela norma. Isto significa que poderia ser calculado um outro filtro com componentes com valores menores o que tende a reduzir custos. Todavia, o procedimento não parte da definição de uma DHT_i e isso torna o processo iterativo. No sistema trifásico, com capacitores em Δ a atenuação de conteúdo harmônico foi bem maior quando comparada com a configuração Y. Todavia, o valor das capacitâncias é três vezes maior e a tensão de isolamento dos capacitores também deve ser maior o que encarece o filtro.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou exemplos de projetos de filtros L, LC e LCL. Foram desenvolvidos exemplos de projetos de acordo com as metodologias descritas no capítulo 4. Tais exemplos foram aplicados a inversores monofásicos e trifásicos e a validação dos projetos foi realizada através de simulações.

Os projetos de filtro L desenvolvidos conforme as duas metodologias estudadas resultaram em indutâncias com valores distintos para os filtros monofásicos bem como para os filtros trifásicos. A metodologia proposta por (MACCARINI, 2009) fornece uma indutância mais elevada, se comparada com a metodologia proposta por (NARDI *et al.*, 2014), para ambos os casos monofásico e trifásico. Os resultados das simulações indicam que as duas metodologias são válidas, tanto para sistemas mo-

nofásicos quanto trifásicos, pois atendem a limites de DHT_i especificados por norma. O projeto de filtro, desenvolvido conforme (MACCARINI, 2009), mostrou uma atenuação de conteúdo harmônico mais elevada, se comparado com o projeto proposto por (NARDI *et al.*, 2014). Porém, o valor da indutância do filtro é mais elevada resultando um filtro mais caro e volumoso.

Essas metodologias são desenvolvidas considerando diferentes parâmetros iniciais de cálculo. A metodologia proposta por (MACCARINI, 2009) adota um valor para a ondulação de corrente e, após a determinação do filtro, é necessária uma simulação para verificar se a DHT_i é atendida. Caso contrario, deve-se recalcular o valor do filtro adotando uma ondulação de corrente ainda menor. Já a metodologia proposta por (NARDI *et al.*, 2014) calcula a ondulação de corrente a partir da DHT_i especificada por norma. Isso possibilita o cálculo do filtro sem a necessidade de se verificar, através de simulação, se a DHT_i é atendida. Os resultados de simulação mostraram que os procedimentos de projeto são coerentes.

O projeto de filtro LC foi desenvolvido para inversores monofásico e trifásico. O valor das indutâncias do filtro não se altera para os dois sistemas. O valor da capacitância para a configuração em Y no inversor trifásico é o mesmo do inversor monofásico. Já o valor do capacitor para a configuração em Δ é três vezes maior. Os resultados obtidos através das simulações mostram que o projeto do filtro é válido, para os dois sistemas, pois atende aos limites de DHT_V especificados por norma. No sistema trifásico, a configuração em Δ dos capacitores, mostra uma atenuação melhor, se comparada com a configuração em Y. Porém, essa configuração possui o valor de capacitor três vezes maior e demanda capacitores com tensões de trabalho mais elevadas, o que resulta em um filtro mais caro e volumoso. Necessitar de capacitores com tensão mais elevada é um dos motivos pelo qual esta configuração é pouco utilizada.

O projeto de filtro LCL também foi desenvolvido para inversores monofásicos e trifásicos. O valores de indutâncias do filtro, tanto para o inversor monofásico quanto para o trifásico, não se altera. O valor de capacitância de filtro para o inversor monofásico permanece a mesmo, quando comparado com o inversor trifásico utilizando capacitores em Y. Já o valor da capacitância na configuração em Δ é três vezes maior bem como os capacitores devem trabalhar com tensões mais elevadas. Os resultados das simulações indicam que o projeto do filtro LCL para os dois sistemas monofásico e trifásico é válido, sendo que esses atendem aos limites de DHT_i

especificados por norma.

Na sequência serão apresentadas as conclusões gerais deste trabalho.

6 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou um estudo sobre o projeto de filtros de saída para inversores de potência. O trabalho focou no estudo dos filtros L, LC e LCL. Foram pesquisadas algumas principais aplicações desses filtros reportando o que a literatura apresenta em relação a faixa de potência em que estes filtros são empregados.

Também foram apresentadas as principais normas regulamentadoras, que especificam requisitos de qualidade de energia que têm relação com o projeto dos filtros. Essas normas não especificam parâmetros de como deve ser projetado o filtro, mas sim valores máximos de distorção harmônica total de tensão e/ou corrente que o inversor deve atingir.

Os métodos de projetos estudados foram apresentados de forma que o projeto dos filtros seja facilmente executado. Todavia, as metodologias de projeto dos filtros L e LC são oriundas de inversores monofásicos. A literatura reporta que, para sistemas trifásicos, utiliza-se os componentes oriundos de filtros monofásicos para as demais fases. Sendo que, no caso do filtro LC, os capacitores são conectados em Y para os inversores trifásicos.

A metodologia de projeto do filtro LCL, por sua vez, advém de um sistema trifásico. Neste trabalho, esta metodologia foi adaptada para o projeto de filtros monofásicos. Para inversores trifásicos, a literatura também mostra que os capacitores do filtro devem ser conectados em Y.

Uma vez que os capacitores podem ser conectados em Y ou em Δ realizou-se alguns testes onde se empregou uma transformação de impedâncias para se calcular as capacitâncias para a conexão em Δ . Como estes valores são superiores aos da conexão em Y, as distorções harmônicas obtidas foram bem inferiores. Todavia, não se fez uma formalização desse procedimento. O uso de capacitores em Δ deve ser estudado com maior profundidade para se verificar a sua viabilidade, visto que, nesta configuração, eles operam com tensão superior.

Não há, na literatura, uma definição clara de quando se deve usar um filtro L ou um LCL. Porém, algumas questões devem ser analisadas para esta escolha.

Tipicamente, um filtro L terá maior volume do que um filtro LCL para uma mesma ondulação de corrente considerando inversores iguais. Assim, questões de custo devem ser analisada antes da escolha da topologia do filtro. Por outro lado, o uso de filtros LCL implicam em existência de ressonância a qual deve ser tratada com cuidado. Em sistemas de maior potência, devido a menor frequência de comutação, o uso de filtros LCL pode ser preferível devido a sua maior atenuação. Outro ponto a ser considerado é o tipo de rede no qual o inversor será conectado. Se a rede for forte, pode-se utilizar um filtro com menor atenuação, desde que respeite os limites máximos de distorção harmônica total das normas. Todavia, se a rede for fraca, pode ser necessário que a atenuação do filtro tenha que ser bastante elevada para que a distorção harmônica total de corrente esteja bem abaixo dos limites das normas. Nesse caso, o filtro LCL leva vantagem sobre o filtro L.

As simulações realizadas, para validação dos projetos, mostraram que todos os projetos desenvolvidos atendem os requisitos de qualidade de energia especificados por normas. As simulações foram realizadas a malha aberta, pois o objetivo principal do trabalho é analisar a resposta do filtro. O uso de malhas de controle iriam alterar a resposta em frequência desses filtros. Por esse motivo, não foram utilizadas. Adicionalmente, considerou-se rede ideal. O uso de redes não ideais demandariam o emprego de controladores para a correta operação dos inversores e que não permitira uma análise mais apurada das atenuações dos filtros.

6.1 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros sugere-se a abordagem dos seguintes pontos:

1. Estudo do emprego de capacitores conectados em Δ para os filtros trifásicos LC e LCL;
2. Detalhamento da modelagem matemática dos filtros para propósitos de controle;
3. Inclusão de malhas de controle e verificação dos seus efeitos na atenuação dos filtros;
4. Impactos da existência de harmônicas na rede elétrica;
5. Impactos da impedância da rede no comportamento dos filtros;

6. Análises experimentais.

REFERÊNCIAS

- AFFONSO, Alex Antonio. **Estudo, Modelagem e Simulação de Um Inversor de Comutação Suave para Aplicação em Filtros Ativos de Potência Monofásicos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2007.
- AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. 1. ed. [S.l.]: São Paulo, 2000. 477 p.
- AHMED, K.H.; FINNEY, S.J.; WILLIAMS, B.W. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. In: **Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–9.
- AKAGI, H. Active harmonic filters. **Proceedings of the IEEE**, v. 93, n. 12, p. 2128–2141, Dec 2005. ISSN 0018-9219.
- AKAGI, H.; KANAZAWA, Yoshihira; NABAE, A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, IA-20, n. 3, p. 625–630, May 1984. ISSN 0093-9994.
- ALBUQUERQUE, Fabio Lima de. **Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica Operando como Gerador de Potência Ativa e Compensador de Potência Reativa**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2012.
- ALEXANDER, Chales K.; SADIKU, Mattew N. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 5. ed. Porto Alegre: [s.n.], 2013. 48 p.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.], 2009.
- ARAÚJO, Aislânia Alves. **Um Estudo Sobre o Uso de Controladores Ótimos com Agendamento de Ganho em Geradores Eólicos do Tipo Indução Duplamente Alimentados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual do Rio Grande do Norte, 2011.
- ARAÚJO, Rômulo D. **Projeto e Simulação de Filtro L e LCL para interconexão de Inversor NPC Trifásico à Rede**. 166 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2012.
- ARAÚJO, Rômulo D.; ANTUNES, Fernando L. M.; ALMEIDA, Bruno R. Inversor NPC com filtro L para conexão de um sistema de geração distribuída à rede elétrica. **International Conference on Industry Applications**, p. p. 2, 2012.
- ARAÚJO, S.V.; ENGLER, A.; SAHAN, B.; ANTUNES, F. LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines. In: **Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1133–1138.

- BARBOSA, Rui Diogo Ribeiro. **Compensação Harmônica em Inversores Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2011.
- BAUER, J. Single phase voltage source inverter photovoltaic application. **Acta Polytechnica**, v. 50, p. 7 – 11, 2010.
- BERTONCELLO, Ricardo. **Sistema de Conexão de Mini e Micro Centrais Hidrelétricas Às Redes Monofásicas das Concessionárias**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2011.
- BOTTERÓN, F.; PINHEIRO, H.; GRÜNDLING, H.A.; PINHEIRO, J.R.; HEY, H.L. Digital voltage and current controllers for three-phase PWM inverter for UPS applications. In: **Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2667–2674 vol.4. ISSN 0197-2618.
- CARVALHEIRO, João; CASTRO, Rui. Power conditioning performance analysis for a fuel cell power plant. **AEDIE (Asociación Española para el Desarrollo de la Ingeniería Eléctrica)**, 2005.
- CAVALIERE, Carlos André Carreiro. **Análise de STATCOM Operando em Sistemas Desbalanceados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2001.
- CHEN, Chien-Liang; LAI, Jih-Sheng; WANG, Yu-Bin; PARK, Sung-Yeul; MIWA, H. Design and control for LCL-based inverters with both grid-tie and standalone parallel operations. In: **Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–7. ISSN 0197-2618.
- CHEN, Yun; LIU, Fei. Research on design and control of a grid-connected photovoltaic inverter. In: **Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–3.
- COPEL. **NTC-905100 Acesso de Geração Distribuída ao Sistema da Copel**. [S.l.], Dezembro 2013.
- COPEL. **NTC-905200 Acesso de Micro e Mini Geração Distribuída ao Sistema da Copel**. [S.l.], Fevereiro 2014.
- CORTES, P.; ORTIZ, G.; YUZ, J.I.; RODRIGUEZ, J.; VAZQUEZ, S.; FRANQUELO, L.G. Model predictive control of an inverter with output LC filter for UPS applications. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 56, n. 6, p. 1875–1883, June 2009. ISSN 0278-0046.
- CORTEZ, Daniel Flores. **Inversor Trifásico Utilizando Célula de Comutação de Múltiplos Estados para Conexão de um Sistema Eólico à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.
- COSTA, Andersson Miranda. **Estudo, Análise e Implementação de um Filtro Ativo de Potência Paralelo Trifásico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 1998.

COSTA, Jean Patric da. **Contribuição ao Estudo de Gerador de Indução Duplamente Alimentado: Operação Durante Distúrbios na Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2010.

CUPERTINO, Allan Fagner. **Uma Contribuição ao Estudo do Aerogerador Síncrono a Ímãs Permanentes Conectado à Rede Elétrica**. [S.l.], 2013.

DAMASCENO, Daniel da Motta Souto. **Metodologia de Projeto de Conversores Boost para Correção do Fator de Potência Aplicada a Sistema Ininterruptos de Energia**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

EL-HABROUK, M.; DARWISH, M. K.; MEHTA, P. Active power filters: a review. **Electric Power Applications, IEEE Proceedings**, v. 147, n. 5, p. 403–413, Sep 2000. ISSN 1350-2352.

ELSAHARTY, M.A.; ASHOUR, H.A. Passive L and LCL filter design method for grid-connected inverters. In: **Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2014 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 13–18.

ENDERLE, Tacian P.; SILVA, Guilherme S. da; FISCHER, Clecio; BELTRAME, Rafael C.; SCHUCH, Luciano; MONTAGNER, Vinicius F.; RECH, Cassiano. Análise e controle de um D-STATCOM para redes de distribuição monofásicas. **Congresso Brasileiro de Automática**, p. 2780 – 2787, 2012.

FENILI, Murilo de Pieri. **Estudo e Implementação de Um Filtro Ativo Paralelo Monofásico de 8 kVA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

FILHO, Ricardo de Castro d'Ávila; BRAGA, Marcelo Fonseca; SILVA, Sidelmo Magalhães. Aplicação de filtros ativos e passivos de potência: Estudo de caso. **Conferência Internacional de Aplicações Industriais**, 2008.

FLÁVIO, Camila Caçado. **Projeto de Filtros para Atenuação de Correntes de Modo Comum e de Sobretensões em Acionamentos de Motores Elétricos Utilizando Inversores PWM**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2010.

FRANÇA, Gleisson Jardim. **Desenvolvimento de Compensador Série Para Mitigação Harmônica Distribuída e Correção Dinâmica de Fator de Potência**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.

GABE, Ivan Jorge. **Contribuição ao Control de Inversores PWM Alimentados em Tensão Conectado à Rede através de Filtro LCL**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2008.

GODSWILL, Ofualagba; OKIEMUTE, Onyan Aaron; CHARLES, Igbino Kevwe. Design of a photovoltaic grid-connected dc-ac inverter. **International Journal of Emerging trends in Engineering and Development**, v. 4, p. 1 – 16, 2012.

GONÇALVES, Amilcar F. Q.; PENHA, Guido G.; POZZEBOM, Giovani G.; MACHADO, Ricardo Q. Análise de conversores CC-CA conectados em rede de distribuição e utilizados em sistema de geração distribuída. **Congresso Brasileiro de Automática**, 2010.

GUEDES, José A. M.; MUSSA, Samir A.; BARBI, Ivo. Estratégia de controle digital de um inversor trifásico com transformador Δ - Y aplicando a transformada de Park usando DSP TMS2812. **Congresso Brasileiro de Automática**, p. 2483 – 2488, 2006.

HE, Jiangbiao; SIZOV, G.Y.; ZHANG, Peng; DEMERDASH, N.A.O. A review of mitigation methods for overvoltage in long-cable-fed PWM AC drives. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 2160–2166.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC. **IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, IEEE Std 519-1993**. New York, 1993. 101 p.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC. **IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Std 1547-2003**. New York, 2003. 26 p.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, INC. **IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications, IEEE Std 446-2014**. New York, 2014. 319 p.

IRWIN, John David. **The Power Electronics Handbook**. New York: CRC PRESS, 2002. 620 p.

JACOB, Natalia Moreira. **Estudo do Fluxo de Potência de Um Gerador de Indução de Dupla Alimentação Atuando em Um Sistema de Geração Eólico-Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2013.

JAKULSKI, Igor Weide. **Contribuição ao Estudo de Conexão de Geração Eólica à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2007.

JEONG, Hea-Gwang; LEE, Kyo-Beum; CHOI, Sewan; CHOI, Woojin. Performance improvement of LCL-filter-based grid-connected inverters using pqr power transformation. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 25, n. 5, p. 1320–1330, May 2010. ISSN 0885-8993.

JÚNIOR, Vital Pereira Batista. **Estudo e Análise do Gerador de Indução com Rotor Gaiola de Esquilo Contendo à Rede Elétrica com Emprego do Filtro LCL Aplicado em Sistema de Geração Eólica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do ABC, 2013.

KIM, Hyosung; KIM, Jang-Hwan; SUL, Seung-Ki. A design consideration of output filters for dynamic voltage restorers. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4268–4272 Vol.6. ISSN 0275-9306.

KJAER, S.B.; PEDERSEN, J.K.; BLAABJERG, F. Power inverter topologies for photovoltaic modules—a review. In: **Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 782–788 vol.2. ISSN 0197-2618.

KOBAYASHI, Yukinori; FUNATO, Hirohino. Current control method based on hysteresis control suitable for single phase active filter with LC output filter. In: **Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 479–484.

KOJIMA, M.; HIRABAYASHI, K.; KAWABATA, Yoshitaka; EJIOGU, E.C.; KAWABATA, Takao. Novel vector control system using deadbeat controlled PWM inverter with output LC filter. In: **Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 2102–2109 vol.3. ISSN 0197-2618.

KRUG, D.; MALINOWSKI, M.; BERNET, S. Design and comparison of medium voltage multi-level converters for industry applications. In: **Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 781–790 vol.2. ISSN 0197-2618.

LETTL, Jiri; BAUER, Jan; LINHART, Libor. Comparison of different filter types for grid connected inverter. **Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)**, p. 1426 – 1429, 2011.

LINDEKE, Dirk. **Projeto de Um Filtro Ativo Paralelo de 1kVA Usando Técnicas de Control Analógico e Digital**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier. In: **Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE**. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. ISSN 0197-2618.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, Sept 2005. ISSN 0093-9994.

LISERRE, Marco; RODRÍGUEZ, Pedro; TEODORESCU, Remus. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd., 2011. 398 p.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 21, n. 1, p. 263–272, Jan 2006. ISSN 0885-8993.

LOPES, Luis Claudio Gambôa. **Sistema Experimental Fotovoltaico de Geração de Energia Elétrica Operando em Paralelo com a Rede Elétrica CA**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2006.

LUIZ, Alex-Sander Amavel. **Tensões e Correntes Senoidais em Conversores para Média Tensão Industrial**. 233 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.

LUIZ, Alex-Sander A.; FILHO, Braz J. Cardoso. Análise de filtro passivos para retificadores de três níveis e alta potência. **International Conference on Industry Applications**, 2008.

MACCARINI, Mateus Costa. **Inversor Monofásico Sincronizado para a conexão de um Gerador Eólico à Rede Elétrica: Estudo Projeto e Implementação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

MACHADO, Otávio Ferreira. **Estimação e Análise Estatística de Distorções Harmônicas em Usinas Eólicas a Velocidade Variável**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2008.

MALINOWSKI, Mariusz; BERNET, Steffer. Simple control scheme of PWM converter connecting wind turbine with grid - simulation study. **Nordic Wind Power Conference**, p. 1 – 6, 2004.

MARANGONI, Filipe. **Inversores Monofásicos para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos À Rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos Autores, 2008. 473 p.

MASSAWE, Henry Benedict. **Grid Connected Photovoltaic Systems with Smart-Grid functionality**. Dissertação (Mestrado) — Norwegian University of Science and Technology, 2013.

MELO, Vinícius Secchin de. **Controle da qualidade da tensão de fornecimento em redes secundárias de distribuição através de compensador estático de reativos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Espírito Santo, 2009.

MENEZES, Lucas Maciel. **Projeto inversol - Desenvolvimento de uma Fonte Ininterrupta de Energia com Possibilidade de Uso em Sistema Fotovoltaico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2007.

MIRANDA, Ulisses de Araújo. **Análise e Implementação de Conversores Monofásico-Trifásico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

MOHARANA, A.; VARMA, R.K.; SEETHAPATHY, R. SSR alleviation by STATCOM in induction-generator-based wind farm connected to series compensated line. **Sustainable Energy, IEEE Transactions on**, v. 5, n. 3, p. 947–957, July 2014. ISSN 1949-3029.

MORAN, L.A.; DIXON, J.W.; WALLACE, R.R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 4, p. 402–408, Aug 1995. ISSN 0278-0046.

NARDI, Cleidimar; STEIN, Carlos Marcelo de Oliveira; CARATI, Emerson Geovani; COSTA, Jean Patric da; CARDOSO, Rafael. Dimensionamento de filtros L para conversores de potência conectados à rede. **International Conference on Industry Applications**, 2014.

NASIRI, A.; AMAC, A. E.; EMADI, A. Series-parallel active filter/uninterruptible power supply system. **Electric Power Components and Systems**, v. 32, n. 11, p. 1151–1163, 2004. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1080/15325000490441507>>.

NETO, Angelo Feracin. **Filtros Ativos Paralelos Aplicados a Sistemas Elétricos Trifásicos a Quatro Fios**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, 2009.

NETO, Antonio Samuel. **Análise e Controle de Centrais Eólicas a Velocidade Variável Utilizando ATPDraw**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2005.

OLIVEIRA, Kleber Carneiro de. **Conversores de Potência para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica sem Transformador**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2012.

ORTMANN, Márcio Silveira. **Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e Implementação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.

PAVINATTO, Eduardo Fiorini. **Ferramenta para Auxílio à Análise de Viabilidade Técnica da Conexão de Parques Eólico à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.

PEREIRA, Marcello Monticelli. **Um Estudo do Aerogerador de Velocidade Variável e Sua Aplicação para Fornecimento de Potência Elétrica Constante**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2004.

PINTO, Adeon Cecilio; NETO, Pedro José Santos. A review of the state of the art on small wind turbine application in the context of the smart grids. **Revista Ciências Exatas e Naturais**, v. 14, p. 103 – 132, 2012.

PRODANOVIC, Milan; GREEN, Timothy C. Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 18, n. 1, p. 373–380, 2003. ISSN 0885-8993.

RAMTEKE, R.G.; PATIL, U.V. Design and comparative study of filters for multilevel inverter for grid interface. In: **Power, Automation and Communication (INPAC), 2014 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 39–44.

RAPP, H.; HAAG, J. Stator current control for high-speed induction machines operated from inverters with LC-output-filter. **Electrical Energy Systems**, v. 7, p. 235 – 242, 1997.

- RENZHONG, Xu; LIE, Xia; JUNJUN, Zhang; JIE, Ding. Design and research on the LCL filter in three-phase PV grid-connected inverters. **International Journal of Computer and Electrical Engineering**, v. 5, p. 322 – 325, 2013.
- REZAEIPOUR, R.; KIANI, B. Review of novel control techniques for STATCOM and its effects on a wind farm. In: **Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- RIBEIRO, Enio Roberto. **Filtros Ativos Série para a Compensação de Harmônicas de Tensão**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- RYU, Byoungwoo; KIM, Jaesik; CHOI, J.; CHOI, Changho. Design and analysis of output filter for 3-phase UPS inverter. In: **Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 3, p. 941–946 vol.3.
- SAITO, R.; KUBOTA, K. A simple design method based on vector control of AC machines with LC filter. In: **Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–9.
- SALOMÄKI, Janne. **Sensorless Control of AC Drives Equipped with an Inverter Output Filter**. Tese (Doutorado) — Helsinki University of Technology, 2007.
- SCHONARDIE, Mateus Felzke. **Sistema Fotovoltaico Trifásico Conectado à Rede com Controle de Potência Ativa e Reativa Utilizando Transformada dq0**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2011.
- SILVA, Marina Mariana Davi da. **Análise de Filtros Passivos de Harmônicos de Conversor CA/CC de Seis Pulsos**. 117 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.
- SILVA, Paulo Vitor. **Implementação Experimental de Filtro Ativo Paralelo de Potência com Aplicação a Gerador de Indução Trifásico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2010.
- SINGH, Bhim; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 46, n. 5, p. 960–971, Oct 1999. ISSN 0278-0046.
- SINGH, B.; SAHA, R.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Static synchronous compensators (STATCOM): a review. **Power Electronics, IET**, v. 2, n. 4, p. 297–324, July 2009. ISSN 1755-4535.
- SOARES, Leonardo Tameir ao Ferreira. **Contribuição ao Controle de um Conversor Reversível Aplicado a um Aerogerador Síncrono a Imãs Permanentes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2012.
- SOUZA, Fabiana Pöttker de. **Correção do Fator de Potência para Instalações de Baixa Potência Empregando Filtros Ativos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.

STEINKE, J.K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 14, n. 3, p. 649–654, Sep 1999. ISSN 0885-8969.

STRZELECKI, Ryszard; BENYSEK, Grzegorz. **Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks**. [S.l.]: Springer - Verlag London Limited, 2008. 414 p.

SWATHI, B.; RAO, U. Chandra; RAMBABU, Ch. Minimization of resonant frequency oscillations in terminal voltages of AC motors using active damping technique. **International Journal of Engineering Research and Development**, v. 5, p. 20 – 31, 2012.

TEIXEIRA, Douglas Ângelo. **Análise das Distorções Harmônicas - Estudo de Caso Em Um Sistema Industrial**. 127 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

VOLTOLINI, Hélio. **Modelagem e Controle de Geradores de Indução Duplamente Alimentados Com Aplicação em Sistemas Eólicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

WANG, Cunping; YIN, Xianggen; WEN, Minghao; LIU, Jian; XIONG, Qing; ZHANG, Bin. Structure and parameters design of output LC filter in D-STATCOM. In: **Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.

WANG, T.C.Y.; YE, Zhihong; SINHA, Gautam; YUAN, Xiaoming. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: **Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784 vol.2. ISSN 0275-9306.

WANG, Wei; MA, Xikui. Transient analysis of low-voltage ride-through in three-phase grid-connected converter with LCL filter using the nonlinear modal series method. **Electric Power Systems Research**, v. 105, n. 0, p. 39 – 50, 2013. ISSN 0378-7796. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779613001880>>.

ZANCHITTIN, Marcos Guilherme. **Análise da Inserção de Geração Eólica com Aerogeradores de Indução**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual do Oeste do Paraná, 2012.